

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA**

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**ESTUDO DO CONVERSOR DC/DC DO TIPO  
"FULL-BRIDGE" EMPREGANDO A CÉLULA  
AUXILIAR DE COMUTAÇÃO ZVS-PWM-GEPAE**

**DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA  
CATARINA PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA**

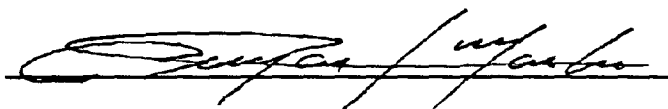
**FERNANDO CARDOSO CASTALDO**

**FLORIANÓPOLIS, DEZEMBRO DE 1994.**

**ESTUDO DO CONVERSOR DC/DC DO TIPO "FULL-BRIDGE"  
EMPREGANDO A CÉLULA AUXILIAR DE COMUTAÇÃO ZVS-PWM-GEPAE**

**FERNANDO CARDOSO CASTALDO**

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO DO TÍTULO DE MESTRE EM ENGENHARIA, ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO.



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

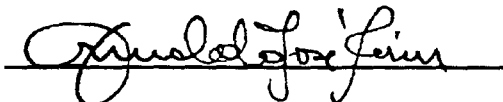
Orientador



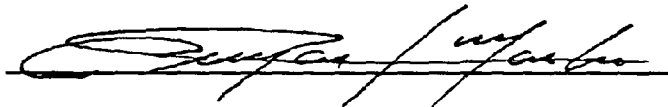
Prof. Ênio Valmor Kassick, Dr.

Coordenador do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**BANCA EXAMINADORA**



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

*“Creio firmemente que a Ciência e a Paz triunfarão sobre  
a Ignorância e a Guerra, que os Povos se entenderão,  
não para destruir, mas para construir.”*

*Louis Pasteur*

*(1822-1895)*

## AGRADECIMENTOS

Ao professor Denizar C. Martins, pela orientação dispensada na realização deste trabalho.

Aos professores participantes da banca examinadora, pela atenção e contribuições sugeridas.

Aos funcionários, Coelho, Pacheco, Adenir e Salomé, que durante o período de trabalho, sempre mostraram atenção, amizade e colaboração na realização deste.

Aos Colegas Doutorandos Ewaldo Mehl, Wilson Aragão e Carlos Canesin pelas valiosas sugestões e proveitosas discussões.

Aos Engenheiros RHAE Paulo Gaidzinsk e Peter Mantovanelli pela atenção e sugestões.

Aos colegas Alécio, Elias Teodoro, Elias Sebastião, Elizete, Gilberto(GVS), Geraldo, Ivan, Nelson, Odilon, Pedro, René, Samir, Silva(Newton), Souza(Fábio), Wadaed, que de uma forma ou outra, apoiaram e incentivaram a realização deste trabalho, sempre contribuindo para o enriquecimento deste, bem como a convivência durante o período do curso.

A Universidade Federal de Santa Catarina e ao CNPq pelo suporte financeiro.



## SUMÁRIO

RESUMO	viii
ABSTRACT	ix
SIMBOLOGIA	x
INTRODUÇÃO GERAL	xvii
CAPÍTULO I -ASPECTOS BÁSICOS RELACIONADOS AO ESTUDO DA COMUTAÇÃO	
1.1 Introdução	1
1.2 Determinação das Perdas de Comutação	2
1.3 Topologias Usuais	4
1.4 Conclusões	9
CAPÍTULO II - PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO E ANÁLISE DO CONVERSOR "FULL BRIDGE" COM CÉLULA DE COMUTAÇÃO ZVS	
2.1 Introdução	10
2.2 Circuito proposto e Características do Conversor	10
2.3 Princípio de Operação	13
2.4 Etapas de Operação	14
2.5 Formas de Onda	16
2.6 Análise Quantitativa	

2.6.1	Introdução	19
2.6.2	Definições dos Parâmetros e Normalizações	20
2.6.3	Análise das comutações	22
2.7	Exemplos Obtidos por Simulação	34
2.8	Critério para Projeto dos Elementos Ressonantes	36
2.9	Cálculo dos Esforços nos Elementos	
2.9.1	Introdução	37
2.9.2	Cálculo dos Esforços	38
2.9.3	Ábacos para Dimensionamento	41
2.10	Conclusões	45
 <b>CAPÍTULO III - PROJETO DO CONVERSOR "FULL-BRIDGE" COM CÉLULA DE COMUTAÇÃO ZVS-GEPAE</b>		
3.1	Introdução	46
3.2	Procedimento de Projeto	46
3.3	Exemplo de Projeto	47
3.3.1	Projeto do Conversor "Full-Bridge"	48
3.3.2	Projeto dos Circuitos auxiliares de Comutação	56
3.3.3	Diagrama Completo do Conversor	67
3.4	Conclusões	68
 <b>CAPÍTULO IV - SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS</b>		
4.1	Introdução	70
4.2	Resultados de Simulação	70

4.3	Conclusões	81
<b>CAPÍTULO V - PROJETO DOS CIRCUITOS DE COMANDO E PROTEÇÃO</b>		
5.1	Introdução	82
5.2	Princípio de Operação	83
5.3	Circuito Completo	85
5.4	Conclusões	87
<b>CAPÍTULO VI - RESULTADOS EXPERIMENTAIS</b>		
6.1	Introdução	89
6.2	Aquisições Digitais	89
6.3	Característica de Saída do Conversor	99
6.4	Característica do Ganho Estático	100
6.5	Estudo do Rendimento	100
6.6	Conclusões	101
<b>CAPÍTULO VII - CONCLUSÕES GERAIS</b>		102
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b>		105
<b>APÊNDICE I- DESCRIÇÃO DO ARQUIVO DE SIMULAÇÃO</b>		108
<b>APÊNDICE II- EQUAÇÕES GERAIS DOS ESFORÇOS</b>		111

## RESUMO

O estudo de técnicas de comutação suave aplicado a conversores CC-CC convencionais permite que se aumente a densidade de energia processada e a eficiência de tais conversores. Da mesma forma, em muitos campos de aplicação, faz-se necessário a utilização de conversores robustos, de elevada confiabilidade e que apresentem reduzidos níveis de interferência eletromagnética. Portanto, este trabalho apresenta uma destas técnicas que consiste na aplicação da Célula de comutação ZVS-PWM -GEPAE ao conversor CC-CC do tipo "Full-Bridge" de tal forma a se implementar a comutação não dissipativa, reduzir os esforços sobre os interruptores do conversor, melhorar o seu rendimento, aumentar a densidade de potência processada e preservar a característica de controle PWM original. Busca-se construir, portanto, um conversor CC-CC que atenda às exigências de um mercado ainda não consolidado.

## ABSTRACT

This work presents the analysis and design procedures of a new DC-DC Full Bridge PWM converter, using the ZVS-PWM-GEPAE commutation cell to achieve soft switching. Experimental results obtained from a laboratory prototype rated 1500 W are also presented. It is demonstrated that the inclusion of the auxiliary switches do not modify the PWM switching pattern. Bench tests on the prototype confirm that the proposed circuit exhibits high efficiency and behaves as a constant voltage source over an extended power output range.

## SIMBOLOGIA

$\delta$	Comprimento total do entreferro do núcleo.
$\overline{I_o}$	Corrente de carga normalizada
$\overline{I_o}$	Corrente de carga referida ao primário normalizada
$\overline{ilrpk}$	Corrente de pico no indutor ressonante esquerdo normalizada
$\overline{ilrpk}$	Corrente de pico normalizada no indutor ressonante
$\overline{ilrdpk}$	Corrente eficaz de pico no indutor ressonante direito normalizada
$\overline{ilrdef}$	Corrente eficaz no indutor ressonante direito normalizada
$\overline{ilræf}$	Corrente eficaz no indutor ressonante esquerdo normalizada
$\overline{ilrrms}$	Corrente eficaz normalizada no indutor ressonante
$\overline{isAæf}$	Corrente eficaz normalizada no secundário do autotransformador esquerdo
$\overline{ipAe ef}$	Corrente eficaz primária normalizada no autotransformador direito
$\overline{ilrdo}$	Corrente inicial no indutor ressonante direito normalizada
$\overline{ilremd}$	Corrente media no indutor ressonante esquerdo normalizada
$\overline{ilrav}$	Corrente média normalizada no indutor ressonante
$\overline{ilrd1}$	Corrente no indutor ressonante ao final da etapa crítica normalizada
$\overline{ilrd}$	Corrente no indutor ressonante direito normalizada
$\overline{ilre}$	Corrente no indutor ressonante esquerdo de pico normalizada
$\overline{ilre}$	Corrente no indutor ressonante esquerdo normalizada

$\overline{i_{lr}}$	Corrente no indutor ressonante normalizada
$\overline{i}$	Corrente normalizada genérica
$\overline{i_b}$	Nível de corrente de pré-carga normalizado
$\mu_0$	Permeabilidade magnética do ar, $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{H/m}$ .
$\overline{v_c}$	Tensão no capacitor equivalente normalizada
$\overline{v}$	Tensão normalizada
$\overline{i_{sAd\ ef}}$	Corrente eficaz normalizada no secundário do autotransformador direito
$\overline{i_{pAd\ ef}}$	Corrente eficaz primária normalizada no autotransformador direito
$\overline{v_{co}}$	Tensão inicial no capacitor equivalente normalizada
$\overline{i_{sA1\ ef}}, \overline{i_{sA2\ ef}}$	Correntes eficazes para cada interruptor auxiliar normalizadas
$\overline{i_{sA1\ md}}, \overline{i_{sA2\ md}}$	Correntes médias para cada interruptor auxiliar normalizadas
$\overline{i_{sA1}}, \overline{i_{sA2}}$	Correntes instantâneas para cada interruptor auxiliar normalizadas
$\overline{i_{dA3\ ef}}, \overline{i_{dA4\ ef}}$	Correntes eficazes normalizadas nos diodos auxiliares
$\overline{i_{sA3\ ef}}, \overline{i_{sA4\ ef}}$	Correntes eficazes para cada interruptor auxiliar normalizadas
$\overline{i_{sA3\ md}}, \overline{i_{sA4\ md}}$	Correntes médias para cada interruptor auxiliar normalizadas
$\overline{i_{dA3}}, \overline{i_{dA4}}$	Correntes instantâneas normalizadas nos diodos auxiliares
$\overline{i_{sA3}}, \overline{i_{sA4}}$	Correntes instantâneas para cada interruptor auxiliar normalizadas
$\overline{i_{dA1\ ef}}, \overline{i_{dA2\ ef}}$	Correntes eficazes normalizadas nos diodos auxiliares
$\overline{i_{dA1}}, \overline{i_{dA2}},$	Correntes instantâneas normalizadas nos diodos auxiliares

$\Delta B$	Excursão da densidade de fluxo magnético
$\alpha$	Ângulo do plano de fase da etapa crítica
$\Delta i_{lf}$	Ondulação de corrente no indutor de filtragem
$\Delta t_c$	Intervalo de condução de um autotransformador
$\Delta t_{cd}$	Intervalo de condução do autotransformador direito
$\Delta t_{ce}$	Intervalo de condução do autotransformador esquerdo
$\Delta t_d$	Intervalo de desmagnetização do indutor ressonante
$\Delta t_l$	Intervalo de pré-carga
$\Delta t_r$	Intervalo de ressonância
$\Delta v_{cf}$	Ondulação de tensão no capacitor de filtragem
$a$	Relação de transformação do autotransformador
$A_d$	Autotransformador direito
$A_e$	Autotransformador esquerdo
$A_{e'}$	Área da perna central do núcleo
$A_{e''}$	Área efetiva da perna central do núcleo
$A_{w'}$	Área da janela do carretel
$A_{w''}$	Área da janela do núcleo
$B$	Excursão máxima de densidade de fluxo
$C$	Capacitor genérico
$C_b$	Capacitor de bloqueio
$C_{ef}$	Capacitor de filtragem
$C_{iss}$	Capacitância de entrada de um mosfet
$C_{oss}$	Capacitância de saída de um mosfet (interruptor)
$D$	Razão cíclica
$Da_1, Da_2$	Diodos auxiliares
$Da_3, Da_4$	Diodos auxiliares



Dr1, Dr2	Diodos retificadores de saída
E	Tensão de entrada
fo	Frequência natural do circuito ressonante
fs	Frequência de chaveamento
i	Corrente genérica
i(TL)	Corrente no primário do transformador de potência
iad	Corrente adicional circulante nos interruptores principais
iadrms	Corrente adicional circulante nos interruptores principais eficaz
ib	Nível de corrente de pré-carga
ida1, ida2,	Correntes instantâneas nos diodos auxiliares
ida3,ida4	Correntes instantâneas nos diodos auxiliares
Idef	Corrente eficaz em um diodo
Idpk	Corrente de pico em um diodo
iDr1	Corrente nos diodos retificadores
IFAV	Corrente média direta
IFSM	Corrente máxima de surto
iLd	Corrente na Indutância de dispersão do transformador
iLeq	Corrente no indutor equivalente da etapa crítica
iLf	Corrente no indutor de filtragem
ilr	Corrente no indutor ressonante
ilrd	Corrente no indutor ressonante direito
ilrd1	Corrente no indutor ressonante ao final da etapa crítica
ilrdo	Corrente inicial no indutor ressonante direito
ilre	Corrente no indutor ressonante esquerdo
ilrepk	Corrente no indutor ressonante esquerdo de pico
ilro	Corrente inicial no indutor

$I_o$	Corrente de carga
$I_o'$	Corrente de carga referida ao primário
$i_{pAd}$	Corrente primária no autotransformador direito
$i_{pAe}$	Corrente primária no autotransformador esquerdo
$i_{S1}, i_{S2}$	Correntes instantâneas para cada interruptor principal
$i_{S3}, i_{S4}$	Correntes instantâneas para cada interruptor principal
$i_{Sa1}, i_{Sa2}$	Correntes instantâneas para cada interruptor auxiliar
$i_{Sa3}, i_{Sa4}$	Correntes instantâneas para cada interruptor auxiliar
$i_{sAd}$	Corrente no secundário do autotransformador direito
$i_{sAe}$	Corrente secundária no autotransformador esquerdo
$J$	Densidade de corrente máxima
$K_p$	Fator de utilização do primário
$K_t$	Fator de topologia
$K_u$	Fator de utilização da janela do núcleo
$L_d$	Indutância de dispersão do transformador
$L_{eq}$	Indutor equivalente da etapa crítica
$L_f$	Indutor de filtragem
$L_r$	Indutor genérico
$L_{rd}$	Indutor ressonante direito
$L_{re}$	Indutor ressonante esquerdo
$n$	Número de espiras do indutor considerado
$N_1$	Número de espiras no primário do transformador
$N_2$	Número de espiras no secundário do transformador
$N_p$	Número de espiras no primário do autotransformador
$N_s$	Número de espiras no secundário do autotransformador
$P_{comutação}$	Perdas por comutação
$P_{in}$	Potência de entrada

$v_{th}$	Tensão Thevenin equivalente da etapa crítica
$\omega_0$	Pulsção natural de um circuito ressonante
$\omega_0'$	Pulsção natural da etapa crítica
$Z_0$	Impedância característica de um circuito ressonante
$Z_0'$	Impedância natural da etapa crítica

$P_{\text{totais}}$	Perdas totais
$R$	Relutância do caminho magnético.
$R_a$	Resistor de amortecimento
$R_{DS}$	Resistência dreno-fonte de um mosfet
$R_{\text{seq}}$	Resistência série equivalente
$R_{\text{thjc}}$	Resistência térmica equivalente
$S_1, S_2, S_3, S_4$	Interruptores Principais
$S_{a1}, S_{a2}$	Interruptores Auxiliares
$S_{a3}, S_{a4}$	Interruptores Auxiliares
$t_{fr}$	Tempo de recuperação direta
$TL$	Transformador de potência
$t_{off}$	Tempo de bloqueio de um interruptor
$t_{on}$	Tempo de ligação de um interruptor
$t_r$	Intervalo médio da comutação do interruptor considerado
$t_{rr}$	Tempo de recuperação reversa
$T_s$	Período de chaveamento
$v$	Tensão genérica
$V(I_o)$	Tensão aplicada no filtro de saída
$v(TL)$	Tensão no primário do transformador de potência
$v_c$	Tensão no capacitor equivalente
$v_{co}$	Tensão inicial no capacitor equivalente
$V_{DS}$	Tensão dreno-fonte de um mosfet
$V_F$	Queda de tensão direta em um diodo
$v_f$	Queda de tensão no diodo retificador
$V_o$	Tensão média de saída
$V_{RRM}$	Tensão reversa máxima
$v_t$	Queda de tensão no transistor

## INTRODUÇÃO GERAL

Recentemente, tem-se buscado construir conversores estáticos capazes de processar maiores densidades de potências, devido à tendência natural de torná-los mais compactos e robustos, visando as mais diversas aplicações. O atual estado de arte da Tecnologia impõem algumas limitações no que diz respeito aos dispositivos empregados na construção destes conversores, ou seja, fatores construtivos determinam o volume útil do conversor capaz de processar a potência. Deve-se lembrar que grande parte do volume de um conversor destina-se à dissipação de calor gerada pelo mesmo, devido às perdas provenientes de sua operação. Os elementos magnéticos também são responsáveis pelo aumento de peso e volume finais.

Pode-se demonstrar que, com o aumento da frequência de operação, consegue-se diminuir o volume dos elementos magnéticos, o que resolveria parte do problema. Entretanto, as características intrínsecas dos dispositivos semicondutores empregados limitam na prática o aumento da frequência. Tais elementos parasitas elevariam as perdas no próprio dispositivo com o aumento da frequência de operação do conversor. As principais perdas, neste caso, ocorreriam durante o processo de comutação.

Algumas técnicas têm sido propostas para se minimizar o efeito da comutação. Dentre estas, a utilização de circuitos auxiliares de comutação reduzem as perdas durante o processo de comutação, permitindo desta forma o acréscimo da frequência de operação. Tais circuitos, portanto, promovem a comutação suave dos interruptores com reduzidos níveis de "stresses" sobre os mesmos.

Tais circuitos são fortemente recomendados em conversores que operam sob controle PWM, pois a inclusão destes circuitos de comutação não altera o padrão de chaveamento do conversor original, ou seja, preserva-se a característica PWM do conversor original. Os circuitos auxiliares atuam somente nos intervalos de comutação, portanto processam somente a energia envolvida durante este processo. Por esta razão, tais circuitos são especificados para uma fração da potência nominal do conversor.

# CAPÍTULO I

## ASPECTOS BÁSICOS RELACIONADOS

### AO ESTUDO DA COMUTAÇÃO

#### 1.1-Introdução

As tendências tecnológicas conduziram à necessidade de se desenvolver conversores capazes de processar maiores densidades de potências, tendo em vista a sua compactação e simultaneamente, o aumento de sua eficiência.

A primeira diz respeito às frequências de operação envolvidas que tende a reduzir o volume dos componentes magnéticos e capacitores. Entretanto, a eficiência de um conversor está relacionada com as perdas envolvidas no processo de transferência de energia da fonte primária à carga ou estágio posterior, quando se utiliza múltiplos estágios de processamento de energia. Estas perdas ocorrem por efeito magnético e por efeito Joule, sendo estas últimas devido à resistência elétrica natural do circuito e processo de comutação envolvido na dinâmica de operação do conversor.

As perdas de comutação são proporcionais à frequência de operação, portanto atuam como fator limitante à elevação da frequência em determinadas topologias com comutação dissipativa. Outros fatores que limitam a elevação da frequência de operação são as sobretensões que ocorrem no bloqueio dos interruptores devido as indutâncias parasitas e o elevado  $di/dt$ , na entrada em condução dos mesmos dispositivos, provocado pela descarga do capacitor intrínseco.

Entretanto, duas técnicas de comutação empregadas podem reduzir substancialmente as perdas durante o chaveamento dos interruptores. A comutação sob corrente nula ZCS "*Zero Current Switching*" e comutação sob tensão nula ZVS "*Zero Voltage Switching*" [6], [8], [16].

A utilização de uma destas técnicas está diretamente relacionada com a característica intrínseca de operação da estrutura analisada. Assim, determinadas topologias apresentam naturalmente comutação do tipo ZVS ou

ZCS, desde que disponham de elementos para tal. Da mesma forma, pode-se implementar circuitos adicionais que propiciem uma destas comutações na estrutura original.

Os interruptores, devido à sua natureza, são mais indicados para operarem sob um dos tipos de comutação [6], [8]. Assim, os dispositivos semicondutores do tipo Mosfet, por apresentarem capacitância e diodo intrínsecos são mais adequados à comutação ZVS. Os tiristores, devido à característica de bloqueio natural devido à extinção da corrente, são indicados para comutação ZCS. Evidentemente, nada impede que um Mosfet comute ZCS.

## 1.2-Determinação das perdas de comutação

O conversor FB-PS-PWM-HARD ("Full-Bridge Phase-Shift PWM Hard") constitui-se uma topologia simples e robusta para se processar altas potências [1]. A característica PWM é implementada a partir do deslocamento de fase entre os comandos dos interruptores situados nas diagonais da ponte.

A topologia clássica "Full-Bridge" está consagrada pela simplicidade de implementação, particularmente no que diz respeito aos circuitos de comando e controle. Apresenta características desejáveis para este último, pois a corrente de carga é linearmente dependente da razão cíclica de controle. Este tipo de controle é preferencialmente utilizado pois regula a potência fornecida à carga sob frequência constante.

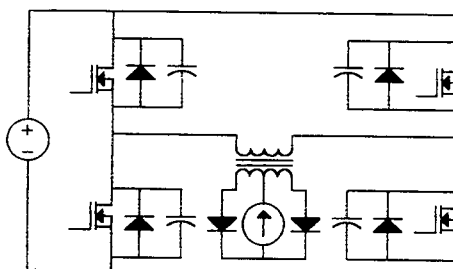


Fig. 1.1. Conversor CC-CC do tipo "Full-Bridge"

Entretanto, esta topologia não é adequada para operação em altas frequências. (acima de 50KHZ). A verificação pode ser efetuada a partir do cálculo das perdas de comutação [9].

$$P_{\text{comutação}} = (C_{\text{oss}}.E^2 + E.I_o.tr).fs$$

Onde:

*Coss*: Capacitância equivalente do interruptor.

*E*: Tensão do barramento de corrente contínua.

*I<sub>o</sub>*: Corrente de carga referida ao primário.

*tr*: Intervalo médio da comutação do interruptor considerado.

*fs*: Frequência de chaveamento.

Para exemplificar, considere-se aquela topologia operando a 100KHZ, com tensão de barramento igual a 300V, corrente de carga 7A, e interruptores cujas características obtidas a partir de catálogo sejam: *tr*=50ns , *Coss*=1nF. As perdas então podem ser calculadas:

$$P_{\text{comutação}} = (1n.300^2 + 300.7.50n).100k$$

$$P_{\text{comutação}} = 18W \therefore P_{\text{totais}} = 4.18 = 72W$$

Observe-se que estes níveis são muito elevados quando se considera apenas perdas de comutação. As demais perdas tenderiam reduzir substancialmente o rendimento do referido conversor, destinado a operar com potência nominal de 1500W.

Os circuitos auxiliares de comutação são bastante adequados quando associados a topologias que são controladas por PWM ("Pulse width modulation") mas operam com comutação dissipativa. Portanto, sem alterar esta característica, pode-se implementar a comutação não dissipativa com o emprego de circuitos auxiliares, que atuam somente nos instantes das transições [2], [3], [4], [5].

O diagrama abaixo representa esquematicamente circuitos auxiliares de comutação associados ao conversor em ponte completa Estas "células " de



comutação podem ser adaptadas a determinadas topologias que requeiram comutação suave [6].

O circuito auxiliar promove a comutação suave dos interruptores através da descarga das capacitâncias intrínsecas pelo próprio circuito de comutação, permitindo que os interruptores sejam comandados no fechamento sob tensão nula. Em sua abertura, as capacitâncias intrínsecas atuam como "Snubbers" de tensão, atrasando o crescimento da tensão sobre os interruptores, o que reduz as perdas no bloqueio.

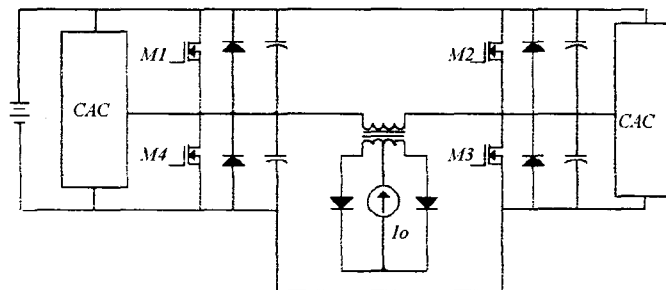


Fig. 1.2. Disposição dos circuitos auxiliares

Um circuito de auxílio à comutação será tanto mais eficiente quanto mais energia que seria perdida na comutação dissipativa puder retornar à fonte primária ou à carga pela ação do mesmo, havendo desta forma uma regeneração de energia, o que contribui para a eficiência do conversor.

Deve-se ressaltar que tais circuitos auxiliares embora propiciem menores perdas associadas às comutações, acrescentam perdas por condução. Um estudo do rendimento deve ser realizado em cada caso para se determinar as vantagens ou não quando da associação destes circuitos adicionais.

### 1.3-Topologias usuais

Tendo-se em vista as considerações citadas acima, diversas topologias foram estudadas com a finalidade de se implementar conversores capazes de operar sob frequência constante, controle linear de potência à carga e que apresentem comutação não dissipativa. É válido afirmar que tais estudos ainda prosseguem [15], [16], [17].

As primeiras topologias estudadas com a finalidade de se obter comutação não dissipativa referem-se aos conversores com Barramento Ressonante. "*Resonant Dc-Link-Converters*". Tais conversores são bastante robustos e adequados a determinadas aplicações industriais, embora apresentem sobretensões excessivas nos semicondutores. Não apresentam uma modulação PWM verdadeira, e sim uma modulação PWM integral [12], [14].

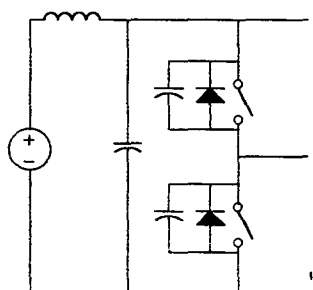


Fig. 1.3. Barramento Ressonante

Os conversores Quase-Ressonantes-QRC, inicialmente estudados apresentam uma característica intrínseca de comutação ZVS ou ZCS, de acordo com grupo considerado. Estes conversores podem ser derivados a partir das topologias básicas "*Buck, Boost, Buck-Boost, Cuk*", com a devida substituição do interruptor convencional pelo interruptor ressonante [8].

Embora tais conversores sejam adequados do ponto de vista de comutação, são modulados em frequência, não atendendo desta forma aos requisitos iniciais. Entretanto, a modificação da topologia básica pela adição de interruptor auxiliar propicia o controle do fluxo de potência à carga sob frequência constante, do tipo PWM [18].

A topologia resultante atende a todos as características desejadas, porém os interruptores são submetidos a elevados "stresses" de corrente no grupo ZCS e de tensão no grupo ZVS. Estes esforços adicionais são proporcionais à corrente de carga.

A topologia RPI ("*Resonant Pole Inverter*"), apresentada na figura 1.4 proporciona comutação suave e controle do tipo PWM quando aplicada a determinadas topologias. A implementação desta célula integra os elementos ressonantes e de filtragem, resultando uma estrutura robusta. Entretanto, sua

operação impõe "stress" de corrente sobre os dispositivos da ordem de 2 a 2,5 pu [12], [13], [19].

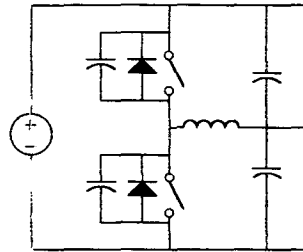


Fig. 1.4. Topologia RPI "Resonant Pole Inverter"

Com o objetivo de se reduzir os capacitores de filtragem, sugeriu-se uma modificação da estrutura básica [21], [22], acrescentando-se diodos auxiliares como indicado na figura 1.5. A topologia resultante, denominada ARDPI ("Auxiliary Resonant Diode Pole Inverter") introduz perdas adicionais de condução devido à contínua roda-livre quando em operação. Como anteriormente, produz "stress" de corrente na faixa de 2 a 2,5 pu. Similarmente, o conversor resultante opera com controle PWM e é bastante robusto.

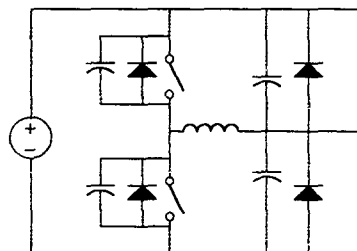


Fig. 1.5. Topologia ARDPI. "Auxiliary Resonant Diode Pole Inverter"

Uma topologia mais elaborada emprega um braço adicional conforme figura 1.6 , onde todos os interruptores comutam ZVS. Denominada ARPI ("Auxiliary Resonant Pole Inverter"), impõe "stress" de corrente da ordem de 1 a 1,5 pu. As perdas adicionais devido à roda-livre contínua reduzem a eficiência desta técnica. Os circuitos de controle tornam-se mais complexos [20].

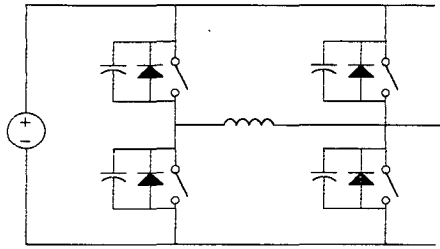


Fig. 1.6. Topologia ARPI. "Auxiliary Resonant Pole Inverter"

Em termos de uma estrutura mais adequada à solução do problema inicialmente proposto, a topologia ARCP "Auxiliary Resonant Commutated Pole" é indicada por propiciar comutação suave e controle PWM a partir de um circuito de comando relativamente simples. Introduce níveis reduzidos de reativos circulantes, embora apresente "stress" de corrente na ordem de 1,3 a 1,8 pu. Esta estrutura utiliza uma chave bidirecional em corrente [21], [23].

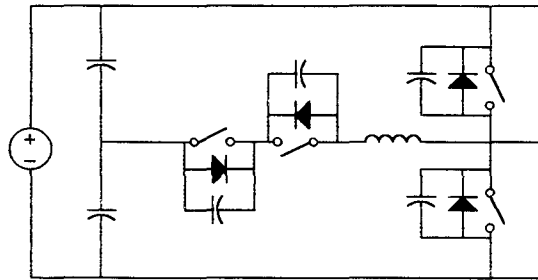


Fig. 1.7. Topologia ARCP. "Auxiliary Resonant Comutated Pole Converter"

Em conformidade com os objetivos inicialmente propostos, as topologias denominadas ZVRT, "Zero Voltage Resonant Transition" implementam aquelas características de forma bastante adequada. Neste contexto, esta técnica propicia comutação suave e controle PWM em estruturas geradas a partir das topologias básicas quando se substitui o interruptor passivo por um controlado, requerendo-se desta forma uma retificação síncrona [9].

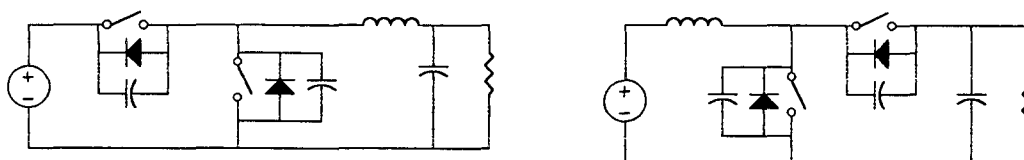


Fig. 1.8. Topologias ZVRT. "Zero Voltage Resonant Transition", Buck; Boost

Uma nova categoria de conversores ZVT "Zero Voltage Transition" apresenta níveis reduzidos de "stress", implementa comutação ZVS para os interruptores ativos e passivos, opera sob frequência constante com característica PWM [11], [24].

A técnica utilizada realiza as transições ressonantes durante as comutações em um curto espaço de tempo frente o período de operação do referido conversor. Portanto, as características globais destes conversores são análogas àquelas dos conversores com comutação dissipativa. Uma nova família de conversores ZVT pode ser gerada a partir das topologias básicas "*Buck, Boost, Buck-Boost, Cuk, Sepic e Zeta*" com o devido emprego de uma rede ressonante. Assim, tais topologias resultantes combinam as vantagens de comutação suave encontradas nos conversores ressonantes com a característica PWM de controle dos conversores convencionais a comutação dissipativa.

Deve-se ressaltar que, como a energia associada aos intervalos de comutação é relativamente pequena em relação à processada pelo conversor, os circuitos auxiliares de comutação são especificados para uma fração da potência nominal.

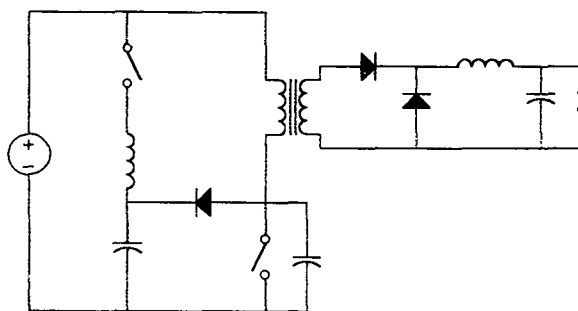


Fig. 1.9. Conversor ZVT do tipo "Forward"

O conversor FB-ZVS-PWM [6], [7], [27] tem sido a melhor escolha, quando se deseja obter uma fonte chaveada de potência elevada e alta frequência de chaveamento. Este conversor, que pode ser derivado dos conversores ressonantes [6], utiliza a ressonância entre o indutor série e as capacitâncias parasitas dos interruptores empregados para se propiciar comutação suave do tipo ZVS.

Este conversor apresenta característica de saída desejável para efeito de controle, sendo linear a relação entre corrente de carga e razão cíclica de operação. Devido à comutação suave, emite menos ruído e não apresenta qualquer "stress" de corrente ou tensão.

O principal problema associado a esta estrutura relaciona-se à faixa de carga em que o conversor comuta sob tensão nula. Para se garantir comutação suave desde a vazio a plena carga, circuitos auxiliares de comutação devem ser empregados [25].

A presença do indutor ressonante em série com a corrente de carga constitui-se outra desvantagem associada à esta estrutura. Além de processar toda a potência fornecida à carga o que gera perdas por condução, diminui consideravelmente as inclinações de subida e descida da corrente no primário do transformador, reduzindo drasticamente a razão cíclica efetiva no seu secundário. Esta perda de razão cíclica diminui a tensão secundária disponível [6].

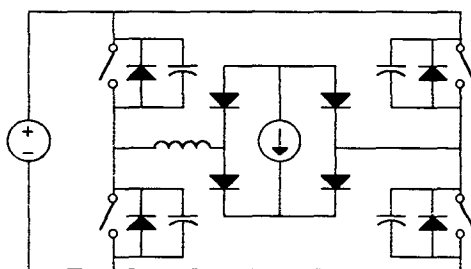


Fig. 1.10. Conversor FB-ZVS-PWM.

#### 1.4-Conclusões:

Neste capítulo procurou-se abordar os aspectos básicos relacionados ao estudo da comutação. Assim, determinou-se as condições em que as estruturas convencionais operando a comutação dissipativa tornam-se proibitivas.

Soluções foram propostas com a finalidade de se elevar a frequência de operação e manter o rendimento desejável, ou melhorá-lo. As alternativas que implementam o controle PWM são preferencialmente utilizadas, devido à relativa simplicidade dos circuitos empregados.

## CAPÍTULO II

### PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO E ANÁLISE DO CONVERSOR

#### "FULL-BRIDGE" COM CÉLULA DE COMUTAÇÃO ZVS

##### 2.1-Introdução

A proposta de associação da célula de comutação ZVS ao conversor "Full-Bridge-Phase-Shift-PWM-Hard", com a finalidade de atuar como "snubber" não dissipativo para os interruptores do conversor propriamente, dá origem a uma nova topologia capaz de operar em altas frequências com comutação suave e conseqüentemente, com menores níveis de emissão eletromagnética.

Esta célula é apresentada a seguir na figura 2.1 [2], [3], [4], [5]. Ela é composta por dois interruptores auxiliares, dois diodos, um autotransformador e um indutor ressonante. A função primária deste circuito consiste em propiciar condições para a realização da comutação suave dos interruptores principais.

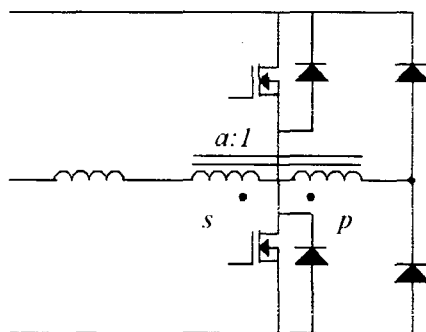


Fig. 2.1. Célula de comutação ZVS-GEPAE.

Como a energia envolvida no processo de comutação é reduzida em relação à processada pelo conversor, os dispositivos acima descritos são especificados para uma fração da potência nominal do conversor, o que incentiva tal aplicação.

##### 2.2-Circuito Proposto e características do conversor

Na figura 2.2 encontra-se o conversor tipo "Full-Bridge" associado à célula auxiliar de comutação, também denominada de Célula ZVS-GEPAE ("Zero Voltage Switching"). A topologia convencional [2] operando por PWM ("Phase-Shift") e comutação dissipativa torna-se bastante interessante do ponto de vista de controle e eficiência quando implementada com a célula ZVS-GEPAE, como será visto nos capítulos seguintes.

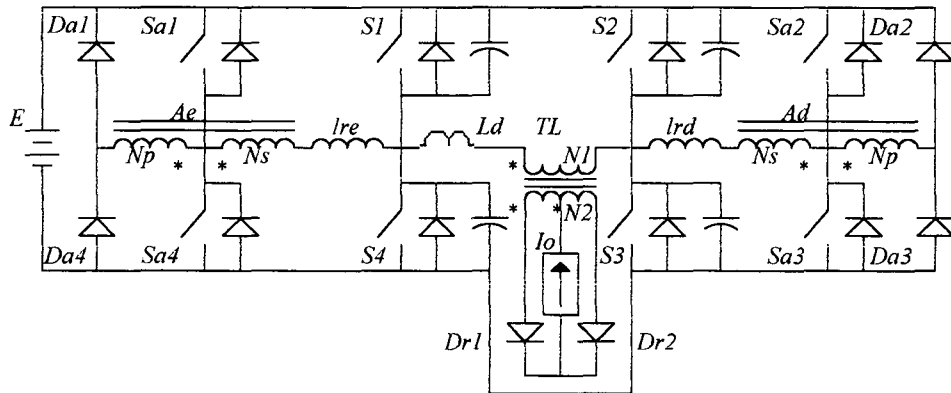


Fig. 2.2. Conversor "Full-Bridge" com célula de comutação ZVS-GEPAE

Os elementos utilizados são descritos:

- Interruptores principais do tipo Mosfet (S1, S2, S3, S4)
- Interruptores Auxiliares idem, entretanto especificados para uma fração da potência nominal. (Sa1, Sa2, Sa3, Sa4)
- Diodos auxiliares.(Da1, Da2, Da3, Da4)
- Indutores ressonantes (Lre, Lrd)
- Autotransformadores com relação de transformação "a" ( $N_s/N_p$ ).
- Transformador de potência (TL)
- Fonte de alimentação primária. (E)
- Capacitâncias e diodos intrínsecos das chaves principais são representados.



-Desconsidera-se as capacitâncias das chaves auxiliares.

Observe-se que os circuitos auxiliares associados a cada um dos braços do conversor não processam a potência transferida à carga, atuando somente nos intervalos de transição dos interruptores principais tornando-se inativos no restante do período. Esta é uma propriedade muito interessante, pois as perdas associadas ao aumento do número de componentes são reduzidas. Evidentemente, esta é uma suposição teórica, embora sejam reduzidos os níveis de reativos circulantes verificados experimentalmente.

Portanto, com o emprego desta célula, obtém-se comutação suave praticamente eliminando-se as perdas de comutação, desde a vazia a plena carga. Também a comutação suave reduz consideravelmente os níveis de emissão de interferência eletromagnética (EMI) [15], [16].

A característica de controle PWM é bastante desejável em se tratando de uma relação linear entre a tensão de saída e a razão cíclica de operação [10], [11].

O circuito proposto permite o emprego de chaves controladas por tensão (tiristor dual) o que aumenta a confiabilidade da unidade, pois estas somente são habilitadas a conduzir quando a tensão entre os seus terminais de "dreno" e "source" estiver abaixo de um nível próximo de zero. Da mesma forma, a utilização de tais dispositivos simplifica a implementação do comando pois não mais se necessita da geração de tempos mortos a fim de se evitar curto-circuito de braço.

A máxima tensão sobre todos os interruptores é igual à tensão de alimentação, embora a operação da célula conduza à ocorrência de algum "stress" de corrente nas chaves principais, como será visto no item seguinte.

A indutância refletida ao secundário do transformador provoca sobretensões nos diodos retificadores devido ao tempo de recuperação destes

componentes, levando à utilização de circuitos grampeadores [10], [11], [28]. Da mesma forma, a ressonância entre esta indutância de dispersão e as capacitâncias parasitas dos diodos retificadores refletidas ao primário causa um pico de corrente que pode ser sentido pelas chaves principais [10].

### **2.3 Princípio de operação**

O fluxo de potência transferida à carga neste conversor é realizado através do deslocamento de fase entre os interruptores diagonalizados, obtendo-se por consequência um sinal PWM equivalente.

Os dois braços do conversor trabalham sob diferentes condições de comutação. Para a seqüência de comando S1-S3-S4-S2 conforme indicado na figura 2.4, a comutação dos interruptores do braço esquerdo sempre ocorre quando o conversor é movido da etapa de transferência de potência, denominado estado ativo, para a etapa de roda-livre ou estado passivo. Nestas condições a corrente de carga auxilia no processo de comutação, devendo o circuito auxiliar de comutação atuar para níveis reduzidos de corrente de carga que não possibilitem a comutação ou quando o conversor opera a vazio.

A comutação dos interruptores do braço direito sempre ocorre quando o conversor é movido do estado passivo para o estado ativo. Esta é realizada com o transformador de potência curto-circuitado pelos diodos retificadores de saída, portanto a corrente de carga não auxilia no processo. Nestas condições, o circuito auxiliar deve prover a energia necessária para a realização da comutação em um intervalo de tempo adequado, daí ser razoável a quantidade de energia previamente armazenada na célula correspondente no instante que precede a transição.

Devido à disposição do circuito auxiliar, o mesmo não se desmagnetiza em um mesmo semi-ciclo de operação, confinando um determinado nível de reativos circulantes nos elementos da célula, o que contraria a concepção para o qual foi designada [5]. Detalhes deste fenômeno serão vistos no capítulo IV.

## 2.4-Etapas de operação

A fim de se simplificar a análise, considerada ideal em primeira instância, a mesma se baseia nas seguintes hipóteses:

-Todo os interruptores utilizados são considerados ideais, sem resistência de condução e apresentam tempos de comutação nulos.

-O filtro de saída é representado por uma fonte de corrente de acordo com a topologia "Forward" idealizada [1] ,portanto, o transformador de potência e a ponte de diodos de saída são substituídos por uma ponte completa de diodos com corrente secundária refletida.

-Desconsidera-se a indutância de magnetização do transformador, sendo o mesmo representado pela sua relação de transformação. ( $N2/N1$ ). A indutância de dispersão do transformador será representada por  $Ld$ .

-Os capacitores ressonantes representados absorvem as capacitâncias intrínsecas dos Mosfets, e são considerados todos de mesmo valor.

-Admite-se que os autotransformadores não apresentam indutância de magnetização, atuando os mesmos portanto, como fontes de tensão reversíveis de relação  $a=Ns/Np$ .

-A dispersão do autotransformador é absorvida pelo indutor série ressonante.

-Considere-se a seqüência de comando S1-S3-S4-S2 em sincronismo com os comandos das chaves auxiliares Sa1-Sa3-Sa4-Sa2 conforme figura 2.4.

-A análise será realizada para um semi-ciclo de operação onde o conversor se encontra inicialmente no estado passivo com a condução dos interruptores superiores. Em um semi-ciclo retorna ao estado passivo, porém com a condução dos interruptores inferiores. A operação completa é análoga à descrita a seguir. As etapas de operação encontram-se na figura 2.3.

**Instante to:** No instante imediatamente anterior a  $t_0$ , o conversor se encontra em seu estado passivo, ou seja, sem transferência de potência à carga. Desta forma conduz o diodo intrínseco de S1( Incluindo-se o seu diodo intrínseco) e S2

**Intervalo  $t_0$ - $t_1$ :** A partir de  $t_0$  realiza-se a pré-carga do indutor  $l_{rd}$  com crescimento linear da corrente. Para tanto habilita-se  $Sa_3$ , mantendo-se em condução  $S_2$ . O autotransformador induz a circulação de corrente por  $Da_2$ . As polaridades induzidas no autotransformador permitirão que  $Da_2$  entre em condução, acontecendo-se algum retorno de energia para a fonte principal. A corrente adicional que circulará por  $S_2$ , além da corrente de carga  $I_o$ , aumentará as perdas por condução como será discutido no capítulo IV.

**Intervalo  $t_1$ - $t_2$ :** No instante  $t_1$ , abre-se  $S_2$  e comanda-se simultaneamente  $S_3$ , que estando no modo tiristor dual não entrará em condução até que a tensão em seus terminais se anule com a carga e descarga completa dos capacitores de comutação. Desta forma, ocorre uma evolução ressonante das correntes de carga da capacitância intrínseca de  $S_2$  e descarga da capacitância de  $S_3$ . Inicialmente a energia armazenada em  $L_d$  auxilia no processo de comutação, até o instante de sua inversão, quando a corrente líquida resultante entre esta corrente e a corrente de carga refletida ao primário do transformador pode não ser suficiente para o término da comutação. Daí a importância de se conhecer a corrente de pré-carga, ou a energia necessária a ser armazenada na célula de comutação no instante que precede ao processo de comutação.

**Intervalo  $t_2$ - $t_3$ :** A corrente em  $L_d$  é grampeada no valor da corrente de carga refletida. Portanto, neste intervalo, a comutação se conclui sob corrente de carga constante e contrária à realização da comutação. Com o grampeamento desta corrente, os diodos retificadores comutam e transferem tensão à carga.  $S_3$  comuta sob zero de tensão.

**Intervalo  $t_3$ - $t_4$ :** Ao término da comutação o diodo intrínseco de  $S_3$  assume a diferença entre  $i_{lrd}$  e  $I_o$ . O indutor ressonante  $l_{rd}$  se desmagnetiza através do autotransformador  $Ad$ , devolvendo energia à fonte. Ao se completar o processo,  $S_3$  assume a corrente de carga e a célula se torna inativa. Neste instante, pode-se comandar a abertura de  $Sa_3$ . Observe que enquanto a corrente de desmagnetização for maior que a corrente de carga refletida, o diodo intrínseco do interruptor  $S_3$  também estará conduzindo.

**Intervalo  $t_4$ - $t_5$ :** Neste intervalo ocorre a transferência de potência à carga, denominado estado ativo. A sua duração em relação ao período total de

operação do conversor define a razão cíclica de controle. Observe-se que durante este intervalo a célula de comutação não participa deste processo.

**Intervalo  $t5-t6$ :** O conversor é movido do estado ativo para o estado passivo, portanto desabilita-se  $S1$  e comanda-se simultaneamente  $S4$  (no modo tiristor dual) e  $Sa4$ . A comutação do interruptor  $S1$  para o interruptor  $S4$  evolui de forma ressonante auxiliada pela corrente de carga constante. Assim que a tensão sobre a ponte retificadora se anula, os diodos entram em roda-livre. O autotransformador  $Ae$  induz a circulação de corrente por  $Da1$ , regenerando alguma energia à fonte primária

**Intervalo  $t6-t7$ :** Ao final do processo de comutação, a carga entra em roda livre, pois a tensão sobre a ponte retificadora se anula. O indutor ressonante  $lre$  se desmagnetiza pelo autotransformador  $Ae$ , a partir da condução de  $Da1$ , devolvendo alguma energia à fonte primária. Completada a desmagnetização, a célula se torna inativa. A partir deste instante, pode-se comandar a abertura do interruptor auxiliar  $Sa4$  de uma forma não dissipativa.

**Intervalo  $t7-t8$ :** O conversor se encontra em seu estado passivo, com a carga em roda livre, com a condução dos interruptores principais  $S3$  e  $S4$ , caracterizando-se um semi-ciclo de operação. Vale ressaltar que o conversor opera única e exclusivamente no primeiro quadrante, portanto ao se zerar a tensão sobre a ponte retificadora, os diodos retificadores entrarão em roda-livre.

## 2.5-Formas de onda

A análise das etapas de operação deste conversor conduziu à obtenção das principais formas de onda representativas da operação do mesmo. Para tanto considerou-se as simplificações dispostas no item 2.4 assumindo-se comportamento em regime permanente.

É importante ressaltar a natureza das comutações dos interruptores principais e auxiliares. Para os primeiros, obtém-se comutação suave do tipo ZVS ("Zero-Voltage-Switching") e para os auxiliares a comutação é do tipo ZCS ("Zero Current Switching") [6], [8], [16]. Na figura 2.4 pode-se observar estas comutações.

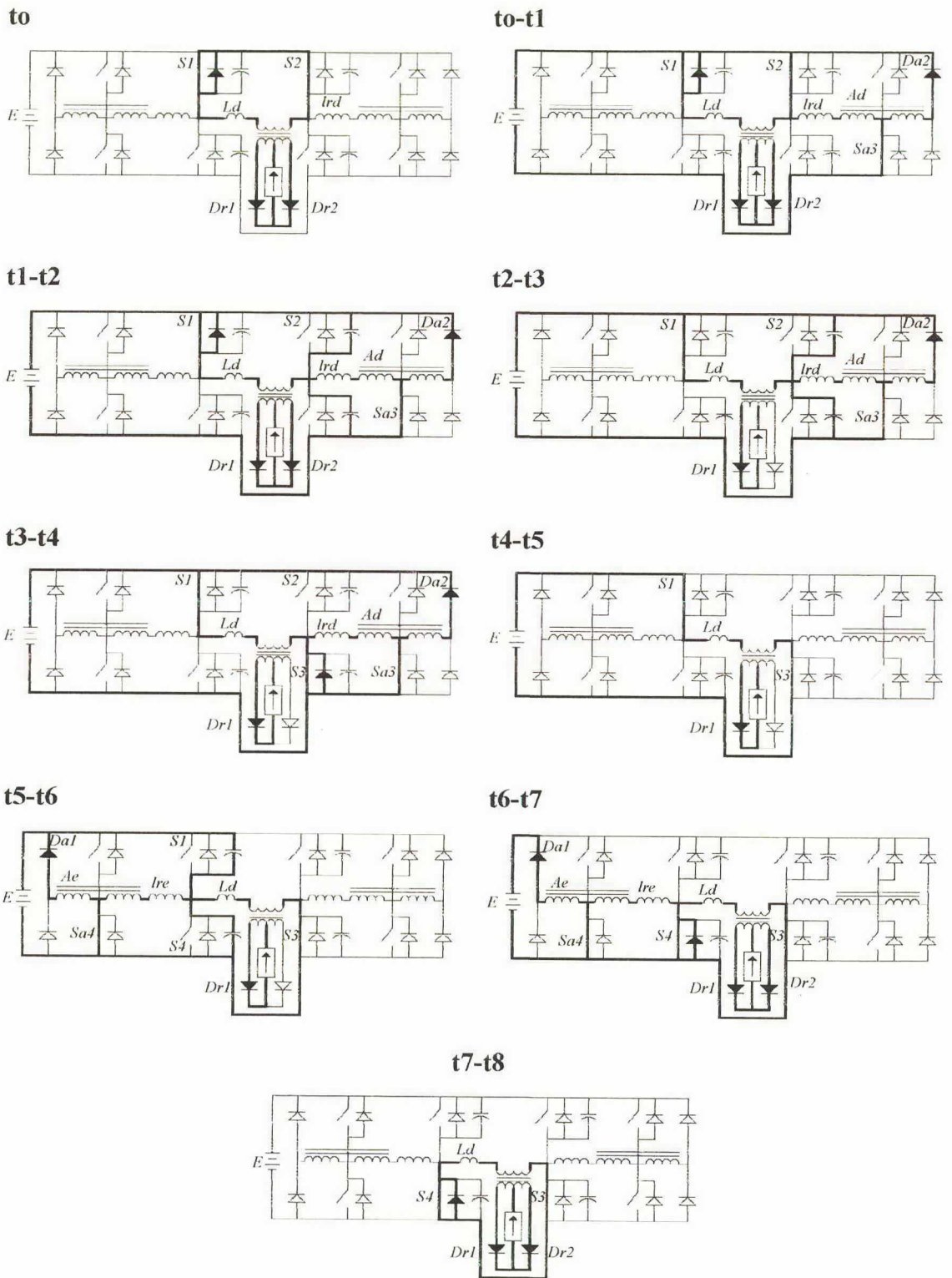


Fig.2.3 Etapas de operação

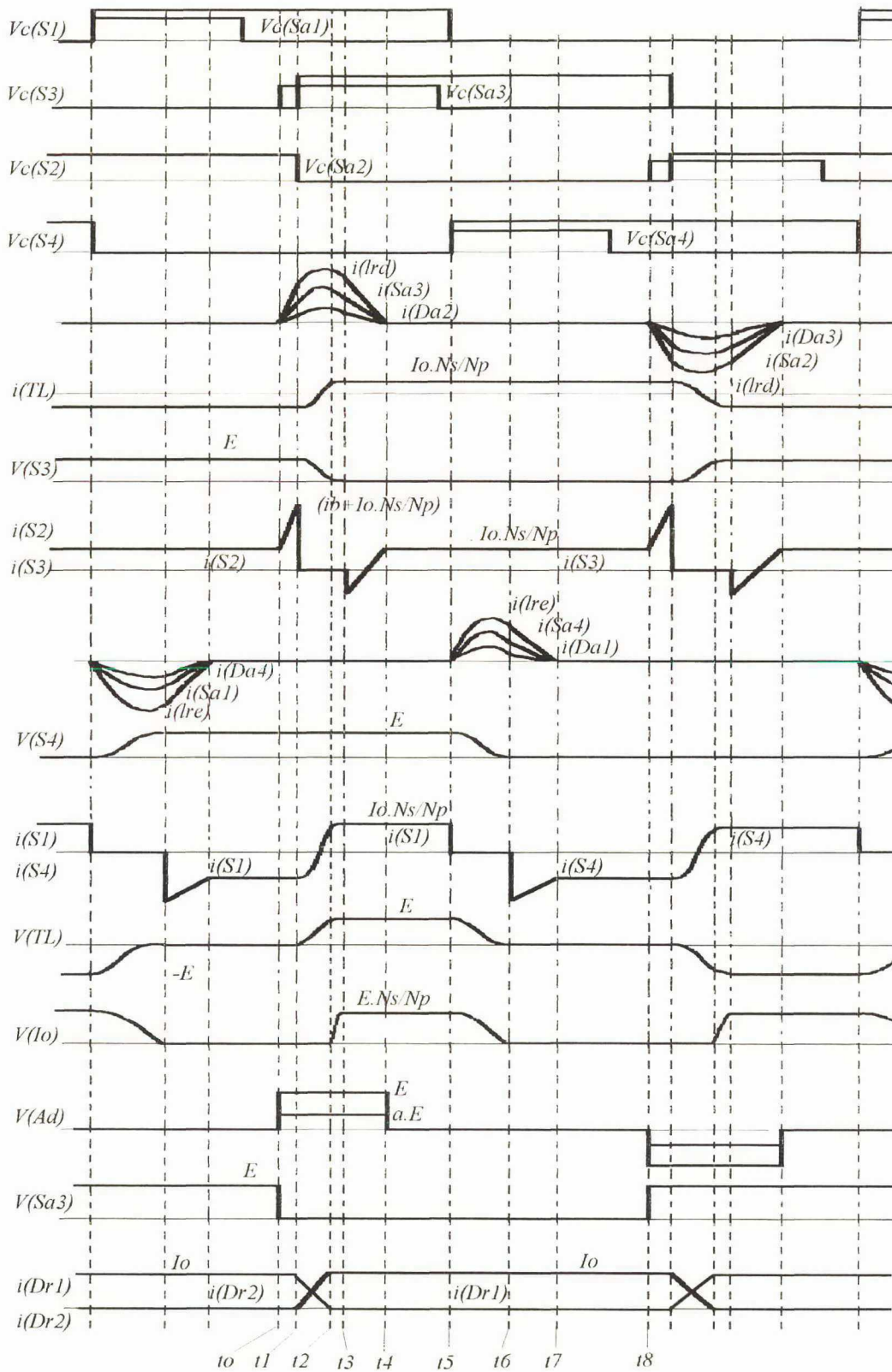


Fig.2.4. Principais formas de onda



Os níveis de corrente associados aos elementos da célula são proporcionais à relação de transformação "a" dos autotransformadores empregados. Assim, as correntes nos diversos elementos da célula podem ser determinadas aplicando-se as seguintes relações, elucidadas a partir da figura 2.5.

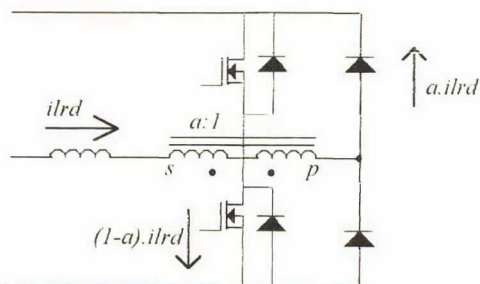


Fig.2.5. Definição dos sentidos das correntes

A operação da célula associada ao braço crítico conduz a esforços adicionais nos interruptores do mesmo braço. Esta não é uma situação desejável, uma vez que contraria a concepção de um circuito ideal de comutação. No item 2.6 será feito um estudo completo deste comportamento.

Como exposto, para fins de simplificação do desenho das formas de onda, pode-se ter a impressão que ocorre perda de razão cíclica. Embora a tensão sobre a carga só esteja disponível após o grampeamento da corrente de saída, este se processa no intervalo de comutação que pode ser considerado instantâneo frente ao período de operação do conversor.

Observe-se que nenhum "stress" de tensão ocorre sobre quaisquer elementos do conversor, o que confirma o princípio de operação da célula.

## 2-6 Análise quantitativa

### 2-6-1 Introdução

Nesta análise busca-se determinar os níveis de corrente e tensão relacionados à célula de comutação, uma vez que sendo as transições ressonantes extremamente rápidas frente ao período de operação do conversor, pode-se considerá-las instantâneas, garantindo-se uma característica PWM praticamente idêntica à encontrada nos conversores PWM com comutação dissipativa.[10], [11], [9]. Assim, o dimensionamento dos



demais elementos do conversor pode ser feito segundo análise dispensada para os conversores "Full Bridge PWM Hard-Switching Converter" [26].

Os esforços adicionais introduzidos pela célula serão considerados à parte. Portanto, na análise que se segue, pretende-se quantificar as grandezas relacionadas à operação da mesma.

Neste estudo, buscou-se representar todas as grandezas envolvidas através de parametrizações, que tornam a análise visualmente mais simplificada e um tanto elegante.

### 2-6-2-Definição dos parâmetros e normalizações

Com o intuito de se estabelecer algumas grandezas importantes do circuito em questão, faz-se necessário determinar o equacionamento que explicita a evolução daquelas. Para efeitos de simplificação utilizar-se-á alguns parâmetros básicos definidos matematicamente, que oportunamente empregados nas diversas relações obtidas, torna-las-ão mais evidentes .

Dado um circuito ressonante qualquer como indicado na figura 2.6, pode-se representá-lo pelas seguintes equações [6]. As condições iniciais são definidas genericamente como :

$$i_{lro} = i_{lr}(t = 0) \quad (2.1)$$

$$v_{co} = v_c(t = 0) \quad (2.2)$$

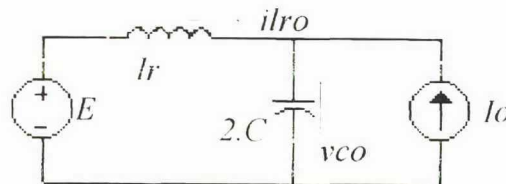


Fig. 2.6. Representação de um circuito ressonante

As equações que o definem são a seguir transpostas.

$$v_c(t) = (v_{co} - E) \cdot \cos \omega_o t + Z_o \cdot (i_{lo} + I_o) \cdot \sin \omega_o t + E \quad (2.3)$$

$$iI_r(t) = (E - v_{CO}) \cdot \sin \omega_o \cdot t + Z_o \cdot (iI_o + I_o) \cdot \cos \omega_o \cdot t + Z_o \cdot I_o \quad (2.4)$$

Onde:

$$Z_o = \sqrt{\frac{lr}{2 \cdot C}} \quad (2.5)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot lr \cdot C}}$$

Seja a impedância característica de um circuito ressonante qualquer definido por:

$$Z_o = \sqrt{\frac{lr}{2 \cdot C}} [\Omega] \quad (2.6)$$

Nesta equação "*lr*" representa a indutância associada ao circuito ressonante e "*C*" representa a capacitância do mesmo circuito. A Pulsação do circuito ressonante é definida por;

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot lr \cdot C}} [rd / s] \quad (2.7)$$

A partir destes dois parâmetros básicos obtidos por definição, que representam os fatores normalizantes, qualquer corrente "*i*" relacionada ao circuito ressonante em questão poderá ser representada por uma forma normalizada de acordo com a seguinte expressão:

$$\bar{i} = \frac{i \cdot Z_o}{E} \quad (2.8)$$

A representação da tensão "*v*" em qualquer nó pode ser efetuada da seguinte forma:

$$\bar{v} = \frac{v}{E} \quad (2.9)$$

Observe-se que a grandeza  $E$  refere-se à tensão nominal do circuito ressonante.

A corrente de carga pode ser referenciada ao circuito primário a partir da seguinte relação:

$$I_o' = I_o \frac{N_2}{N_1} \quad (2.10)$$

### 2-6-3 Análise das comutações

Toda a análise será efetuada para um semi-ciclo de operação do conversor, devido à simetria existente entre as etapas de funcionamento do conversor. Para efeitos de análise, o circuito equivalente da comutação será representado por um circuito ressonante cujos parâmetros foram definidos em 2-6-2.

Para a seqüência de comando adotada, o processo de comutação que exigirá o nível de corrente inicial para que a mesma se complete envolverá o braço direito do conversor. Como inicialmente exposto, é necessário uma pré-carga de corrente sobre o indutor ressonante de forma a se dispor de energia suficiente para a realização da comutação. A figura 2.7 detalha este processo, envolvendo os intervalos  $t_0$ - $t_4$ .

Assim, após o intervalo de pré-carga em que o nível de corrente no indutor alcança  $i_b$ , tem-se início a etapa ressonante com corrente variável em  $L_d$ . Quando seu valor se igualar à corrente de carga  $I_o$ , ocorre o grampeamento da mesma pelos diodos retificadores e se estabelece a tensão sobre a carga.

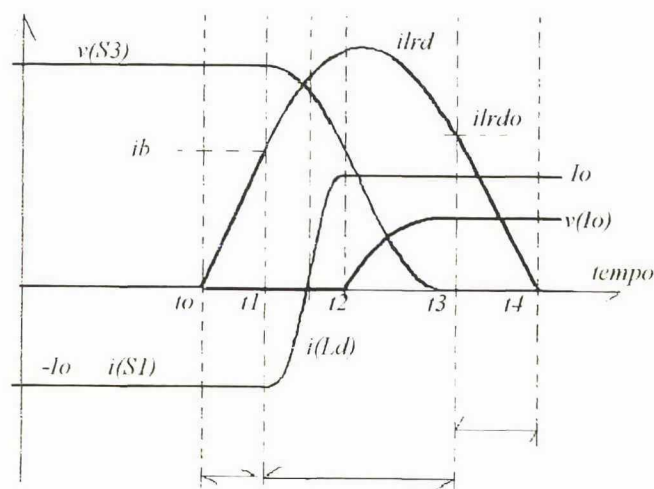


Fig. 2.7. Detalhe da comutação do braço crítico

Observa-se na figura 2.7 que no início da etapa ressonante, a corrente circulante na indutância de dispersão auxilia na comutação. Desta forma, a corrente total disponível para a carga do capacitor equivalente é dada pela soma entre esta corrente e a que circula no indutor ressonante. A partir de determinado instante, esta corrente se inverte e passa a não mais auxiliar na comutação. Em um instante seguinte é grampeada no valor da corrente de carga e torna-se constante. A corrente líquida, agora reduzida, pode não ser suficiente para o término do processo, o que compromete todo o funcionamento da estrutura.

Decorre desta análise a determinação do nível de pré-carga **mínimo "ib"** necessário à realização da comutação para qualquer corrente de carga. O equacionamento preciso deste valor é um tanto complexo e sua verificação se fará por meio de simulações.

Segue-se a análise detalhada das etapas referentes a este processo de comutação.

**Intervalo to-t1:** Habilita-se Sa3. A corrente através do indutor ressonante  $l_{rd}$  cresce linearmente de zero a  $ib$ . O diodo Da2 entra em condução devido à polaridade induzida pelo autotransformador Ad. O circuito equivalente se encontra representado na figura 2.8 Esta etapa corresponde à pré-carga do indutor ressonante. As equações básicas não normalizada e normalizada, respectivamente, se encontram em (2.11).

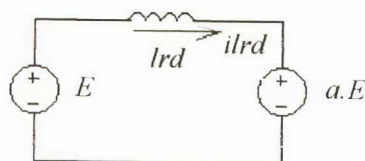


Fig. 2.8. Circuito equivalente para a pré- carga do indutor

$$ib = E \cdot \frac{1-a}{l_{rd}} \cdot (t1 - t0) = E \cdot \frac{1-a}{l_{rd}} \cdot \Delta t$$

$$w_o \cdot \Delta t = \frac{\bar{ib}}{1-a} \tag{2.11}$$



**Intervalo t1-t2:** Em t1, desabilita-se S2. A carga associada à capacitância de S2 cresce enquanto a tensão sobre S3 decresce. No início desta comutação a corrente armazenada em  $L_d$  auxilia no processo de comutação, até que ocorra a sua inversão. Os circuitos equivalentes para este intervalo se encontram na figura 2.9. Observe-se que o sistema resultante é de terceira ordem sendo um tanto complexo o seu equacionamento.

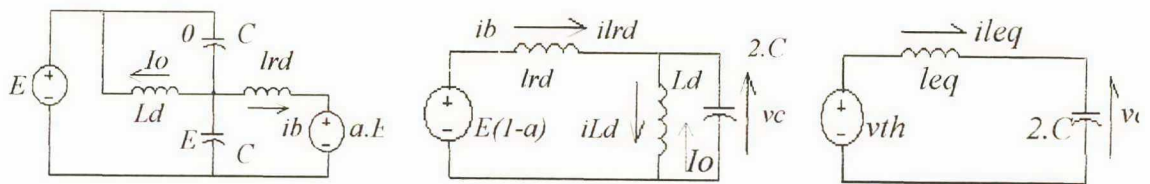


Fig. 2.9. Circuitos equivalentes

As equações podem ser escritas, não normalizadas.

$$v_c = v_{th} \cdot (1 - \cos \omega_o \cdot t) + Z_o \cdot (I_o' + i_b) \cdot \sin \omega_o \cdot t \quad (2.12)$$

$$i_{leq} \cdot Z_o = Z_o \cdot (I_o' + i_b) \cdot \cos \omega_o \cdot t + v_{th} \cdot \sin \omega_o \cdot t \quad (2.13)$$

Os parâmetros deste circuito equivalente podem ser definidos:

$$v_{th} = \frac{E(1-a) \cdot L_d}{lrd + L_d} \quad (2.14)$$

$$L_{eq} = \frac{lrd \cdot L_d}{lrd + L_d} \quad (2.15)$$

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_{eq}}{2 \cdot C}} \quad (2.16)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot L_{eq} \cdot C}} \quad (2.17)$$

$$i_{l_{eq}} = i_{lrd} - i_{Ld} \quad (2.18)$$

O plano de fase associado a esta etapa se encontra na figura 2.10 e pode ser representado por (2.19)

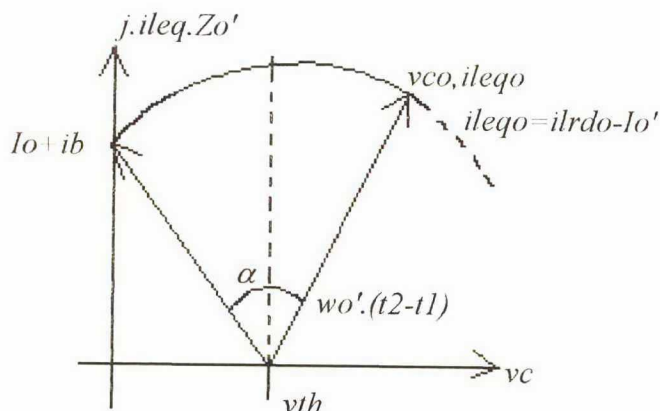


Fig. 2.10. Plano de fase

$$vc + j \cdot Z_o' \cdot i_{l_{eq}} = v_{th} + v_{th} \cdot e^{j(\pi - \omega_o' \cdot t)} + Z_o' \cdot (I_o' + ib) \cdot e^{j(\frac{\pi}{2} - \omega_o' \cdot t)} \quad (2.19)$$

Esta etapa se conclui quando a corrente no indutor  $Ld$  for grampeada em  $I_o$ . Este instante é definido no plano de fase como  $\omega_o' \cdot (t_2 - t_1) = \alpha$ . O valor de  $\alpha$  pode ser determinado a partir da equação (2.20). Esta, sendo uma equação do tipo variável não explícita, pode ser resolvida por meio de tentativas.

$$2 \cdot I_o' \cdot \omega_o' \cdot Ld = v_{th} \cdot (\alpha - \sin \alpha) + Z_o' \cdot (I_o' + ib) \cdot (1 - \cos \alpha) \quad (2.20)$$

Os valores de corrente e tensão no indutor ressonante e capacitor equivalente ao final da etapa podem ser calculados, uma vez que serão utilizados no cálculo da etapa seguinte. É válido lembrar que no instante  $t_2$  é aplicada tensão sobre a carga, pois a corrente de saída é grampeada pela ponte retificadora, anteriormente em roda-livre. Deve-se notar que antes do término da comutação parte da tensão já se encontra disponível na carga, o que comprova a ausência de perda de razão cíclica. Somente pode-se

considerar alguma perda para casos em que a indutância de dispersão ou a corrente referida ao primário forem elevadas. Segue-se o cálculo dos valores finais da corrente e tensão sobre os elementos ressonantes do circuito equivalente:

$$i_{lrd} = I_o + (I_o + i_b) \cdot \cos \alpha + \frac{v_{th}}{Z_o} \cdot \sin \alpha \quad (2.21)$$

$$v_{co} = v_{th} \cdot (1 - \cos \alpha) + Z_o \cdot (I_o + i_b) \cdot \sin \alpha \quad (2.22)$$

Estas mesmas grandezas, porém normalizadas resultam nas seguintes equações:

$$\overline{i_{lrd}} = i_{lrd} \cdot \frac{Z_o}{E} \quad (2.23)$$

$$\overline{v_{co}} = v_{co} \cdot \frac{1}{E} \quad (2.24)$$

A duração deste intervalo pode ser calculada a partir da seguinte equação:

$$t_2 - t_1 = \frac{\alpha}{\omega_o} \quad (2.25)$$

**Intervalo t2-t3:** A corrente através de  $L_d$  é grampeada no valor da corrente de carga refletida ao primário. O circuito equivalente se encontra na figura 2.11. Nesta etapa a corrente de carga atua de forma a descarregar o capacitor equivalente, portanto em função do nível inicial de corrente no indutor e tensão no capacitor, calculados na etapa anterior, dispõe-se de elementos suficientes para determinar se o processo de comutação se concluirá.

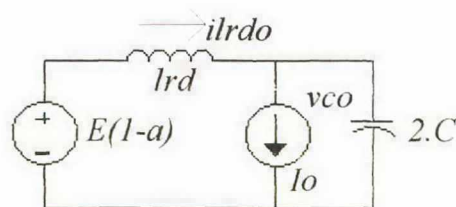


Fig. 2.11. Circuito equivalente para a etapa considerada

As equações associadas ao circuito podem ser escritas:

$$Z_o \cdot i_{lrd} = Z_o \cdot I_o' + Z_o \cdot (i_{lrdo} - I_o') \cos \omega_o \cdot t + (E \cdot (1-a) - v_{co}) \sin \omega_o \cdot t \quad (2.26)$$

$$v_c = E \cdot (1-a) - (E \cdot (1-a) - v_{co}) \cdot \cos \omega_o \cdot t + Z_o \cdot (i_{lrdo} - I_o') \cdot \sin \omega_o \cdot t \quad (2.27)$$

As mesmas equações, porém normalizadas.

$$\overline{i_{lrd}} = \overline{I_o'} + (\overline{i_{lrdo}} - \overline{I_o'}) \cdot \cos \omega_o \cdot t + (1-a - \overline{v_{co}}) \cdot \sin \omega_o \cdot t \quad (2.28)$$

$$\overline{v_c} = (1-a) - (1-a - \overline{v_{co}}) \cdot \cos \omega_o \cdot t + (\overline{i_{lrdo}} - \overline{I_o'}) \cdot \sin \omega_o \cdot t \quad (2.29)$$

Lembrando-se que:

$$\overline{i_{lrdo}} = \frac{i_{lrdo}}{E} \cdot Z_o \quad (2.30)$$

$$\overline{v_{co}} = \frac{v_{co}}{E} \quad (2.31)$$

Com base nas equações do circuito equivalente, pode-se traçar o plano de fase para a etapa considerada (fig. 2.12), cuja equação pode ser representada por (2.32).

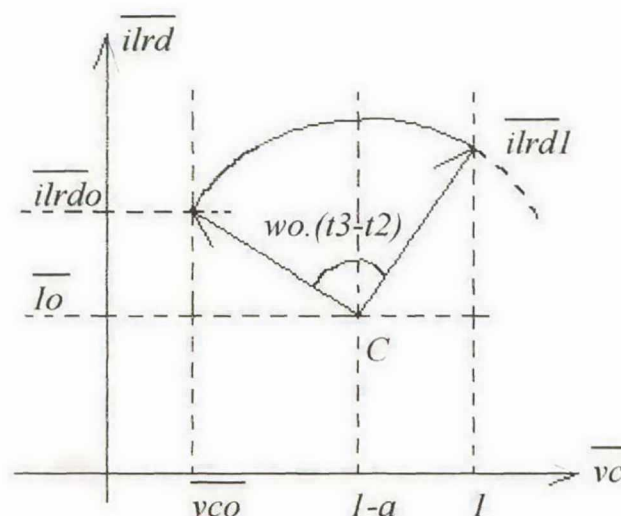


Fig. 2.12. Plano de fase para a etapa



$$\overline{vc} + j.\overline{ilrd} = 1 - a + j.\overline{Io'} + (\overline{ilrdo} - \overline{Io'}) . e^{j(\frac{\pi}{2} - \omega_o.t)} + (1 - a - \overline{vco}) . e^{j(\pi - \omega_o.t)} \quad (2.32)$$

Através da análise do plano de fase conclui-se que sempre haverá a comutação, para os níveis de corrente e tensão obtidos na etapa anterior, quando se satisfizer a seguinte relação determinada por inspeção.

$$\overline{ilrdo} - \overline{Io'} \geq \sqrt{|2.a - 1 + 2.(1-a).\overline{vco} - \overline{vco}^2|} \quad (2.33)$$

Por consequência, determina-se um procedimento de cálculo e otimização do valor da corrente de pré-carga **mínima** no indutor ressonante do braço crítico. Este nível pode ser determinado empregando-se as relações (2.20), (2.21), (2.22), (2.23), (2.24), (2.33) em um procedimento de cálculo iterativo, onde a cada verificação da não comutação do referido braço, deve-se aumentar o nível de corrente inicial. Este valor deve ser testado para uma faixa de corrente de carga relativamente ampla de forma a se assegurar que o conversor opere sob quaisquer condições com comutação suave. Valores excedentes tornam a comutação mais rápida, embora contribuam para o aumento das perdas por condução.

Ao término do processo de comutação, a corrente no indutor ressonante pode ser calculada. Diretamente a partir do plano de fase, por relações trigonométricas deduz-se:

$$\overline{ilrd1} = \overline{Io'} + \sqrt{(\overline{ilrdo} - \overline{Io'})^2 + (1 - a - \overline{vco})^2 - a^2} \quad (2.34)$$

A duração desta etapa pode ser calculada a partir da análise gráfica do plano de fase, empregando relações trigonométricas simples.

$$\omega_o.(t3 - t2) = \pi - \tan^{-1} \frac{\overline{ilrdo} - \overline{Io'}}{1 - a - \overline{vco}} - \tan^{-1} \frac{\overline{ilrd1} - \overline{Io'}}{a} \quad (2.35)$$

**Intervalo t3-t4:** Este corresponde à desmagnetização do indutor *Ird* sobre o autotransformador *Ad*, quando ocorre a devolução de alguma energia à fonte *E*. Uma vez completamente desmagnetizado, o interruptor *Sa3* pode ser desabilitado sob corrente nula. O comportamento da corrente segue a equação:

$$\overline{ilrd} = \overline{ilrd1} - a \cdot \omega_o \cdot t \quad (2.36)$$

O intervalo de desmagnetização pode ser calculado:

$$\omega_o \cdot (t4 - t3) = \frac{\overline{Io'} + \sqrt{(\overline{ilrdo} - \overline{Io'})^2 + (1 - a - \overline{vco})^2} - a^2}{a} \quad (2.37)$$

**Intervalo t4-t5:** Durante esta etapa a energia é transferida à carga. Os interruptores S1 e S3 conduzem a corrente de carga. A razão cíclica é definida pela equação 2.38 e a tensão média na carga pode ser calculada pela equação 2.39.

$$D = \frac{t5 - t4}{T_s / 2} = 2 \cdot fs \cdot (t5 - t4) \quad (2.38)$$

$$V_o = D \cdot E \cdot \frac{N2}{N1} \quad (2.39)$$

**Intervalo t5-t6:** Durante este intervalo o conversor é movido do estado ativo (transferência de potência à carga) para o estado passivo (roda-livre). Para tanto, o interruptor S1 é desabilitado enquanto Sa4 é habilitado, levando como consequência Da1 à condução. A comutação se processa sob corrente de carga constante e no instante t6, o interruptor S4 comuta sob zero de tensão.

A figura 2.13 representa a etapa correspondente. Esta comutação é considerada não crítica, pois é realizada com o auxílio da corrente de carga que contribui para o processo de carga e descarga dos capacitores ressonantes. Desta forma, no instante que precede a comutação, comanda-se a abertura do interruptor S1 e fechamento simultâneo de S4. (modo tiristor dual).

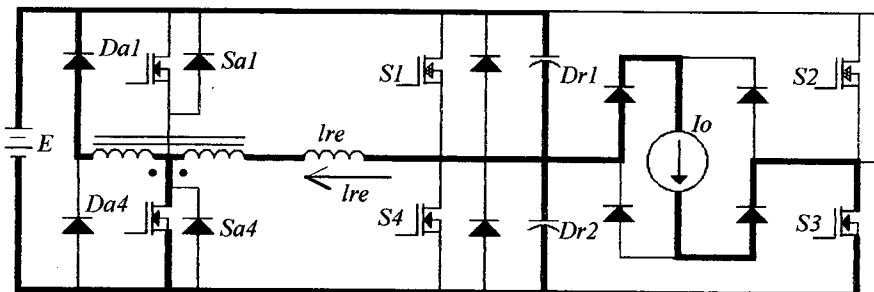


Fig. 2.13. Circuito para análise da comutação não crítica

O circuito equivalente representado na figura 2.14 pode ser obtido por inspeção da etapa considerada. Observe-se que o primário do autotransformador fica em paralelo com a fonte de tensão devido à condução de  $Da1$ , não sendo necessário a sua representação no circuito equivalente. O secundário do autotransformador induz uma tensão " $a.E$ ", não apresentando qualquer impedância à circulação de corrente, que é limitada pelo indutor série ressonante. Desta forma o autotransformador comporta-se como uma fonte de tensão reversível com polaridade adequada em cada um dos semiciclos de operação da célula conectada ao respectivo braço do conversor.

Aplicando-se o conhecido Teorema de Thevenin, pode-se reduzir o circuito acima em seu equivalente, onde os capacitores ressonantes foram substituídos por um equivalente.

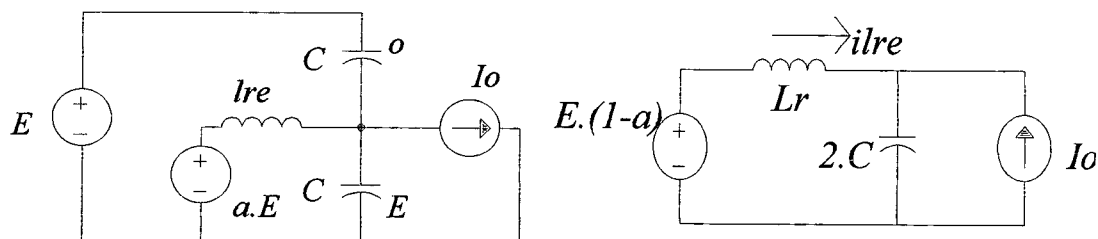


Fig. 2.14. Circuitos equivalentes da etapa

As seguintes equações são então descritas :

$$i_{lre}(t) = \frac{E.(1-a)}{Z_o} . \sin \omega_o . t - I_o' . (1 - \cos \omega_o . t) \quad (2.40)$$

$$v_c(t) = E.(1-a).(1 - \cos \omega_o . t) + I_o' . Z_o . \sin \omega_o . t \quad (2.41)$$

Estas equações normalizadas fornecem:

$$\overline{i_{lre}} = (1-a) . \sin \omega_o . t - \overline{I_o'} . (1 - \cos \omega_o . t) \quad (2.42)$$

$$\overline{v_c} = (1-a).(1 - \cos \omega_o . t) + \overline{I_o'} . \sin \omega_o . t \quad (2.43)$$

As correntes nos demais elementos da célula durante este intervalo pode ser avaliada:

$$\overline{isa1} = \overline{isa4} = (1-a) \cdot \overline{ilre} \quad (2.44)$$

$$\overline{ida1} = \overline{ida4} = a \cdot \overline{ilre} \quad (2.45)$$

A etapa ressonante se completa com a carga do capacitor ressonante equivalente: Portanto, quando  $\overline{vc} = 1$  termina-se esta etapa. A duração da mesma pode ser calculada a partir de (2.46).

$$\omega_o \cdot (t6 - t5) = \cos^{-1} \left( \frac{\overline{Io} \cdot \sqrt{1 - 2 \cdot a + \overline{Io}^2} - a \cdot (1 - a)}{\overline{Io}^2 + (1 - a)^2} \right) \quad (2.46)$$

A corrente no indutor evolui de forma ressonante passando por um valor máximo antes do término da comutação. Este pode ser calculado por (2.47)

$$\overline{ilre}_{pk} = (1-a) \cdot \sin \cdot \tan^{-1} \frac{1-a}{\overline{Io}} - \overline{Io} \cdot (1 - \cos \tan^{-1} \frac{1-a}{\overline{Io}}) \quad (2.47)$$

O valor da corrente no indutor ressonante ao término da comutação pode ser obtido a partir de (2.48).

$$\begin{aligned} \overline{ilre1} = & (1-a) \cdot \sin \left( \cos^{-1} \left( \frac{\overline{Io} \cdot \sqrt{1 - 2 \cdot a + \overline{Io}^2} - a \cdot (1 - a)}{\overline{Io}^2 + (1 - a)^2} \right) \right) - \\ & + \overline{Io} \cdot \left( 1 - \frac{\overline{Io} \cdot \sqrt{1 - 2 \cdot a + \overline{Io}^2} - a \cdot (1 - a)}{\overline{Io}^2 + (1 - a)^2} \right) \end{aligned} \quad (2.48)$$

**Intervalo t6-t7:** Ao final do processo de comutação, a carga entra em roda livre, enquanto o indutor ressonante *lre* se desmagnetiza através do autotransformador Ae. Uma vez desmagnetizado, o interruptor Sa4 pode ser desabilitado sob corrente nula. O valor de corrente final no indutor ressonante calculado na etapa anterior será utilizado como valor inicial para esta etapa. Para esta etapa valem as mesmas relações de corrente nos elementos da célula. A etapa correspondente e seu circuito equivalente são mostrados na figura 2.15.

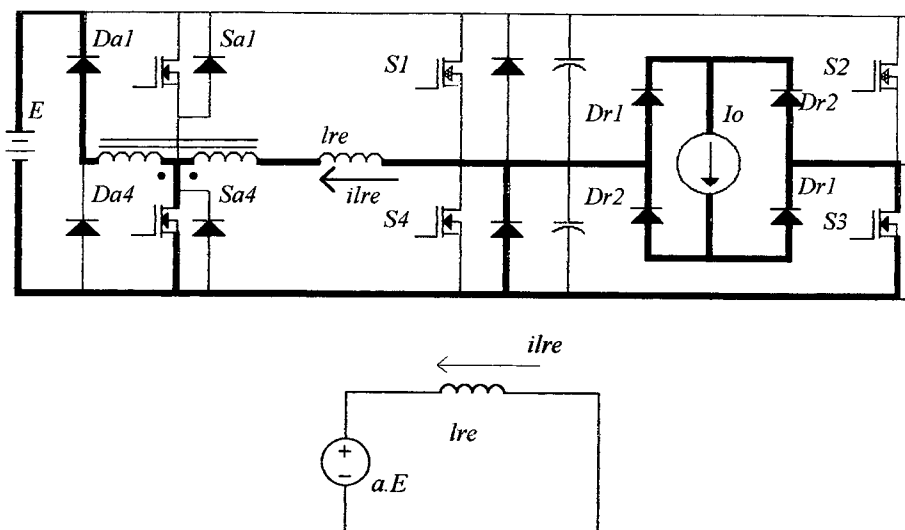


Fig. 2.15. Etapa de desmagnetização do indutor

As equações representativas desta etapa já normalizadas são indicadas em (2.49), (2.50), (2.51). O intervalo de desmagnetização do indutor ressonante pode ser calculado pela expressão (2.52)

$$\overline{ilre} = \overline{ilre1} - a \cdot \omega_o \cdot t \quad (2.49)$$

$$\overline{isa4} = \overline{isa1} = (1-a) \cdot \overline{ilre} \quad (2.50)$$

$$\overline{ida1} = \overline{ida4} = a \cdot \overline{ilre} \quad (2.51)$$

$$\omega_o(t7 - t6) = \frac{1-a}{a} \cdot \sin\left(\cos^{-1}\left(\frac{\overline{Io} \cdot \sqrt{1-2 \cdot a + \overline{Io}^2} - a \cdot (1-a)}{\overline{Io}^2 + (1-a)^2}\right)\right) + \frac{\overline{Io}}{a} \cdot \left(1 - \frac{\overline{Io} \cdot \sqrt{1-2 \cdot a + \overline{Io}^2} - a \cdot (1-a)}{\overline{Io}^2 + (1-a)^2}\right) \quad (2.52)$$

O intervalo de condução total da célula associada ao braço esquerdo (**t7-t5**) e ao braço direito (**t4-to**) fornece o tempo total de aplicação da tensão de entrada sobre o autotransformador ( $A_e$  e  $A_d$  respectivamente).

Com base nas equações apresentadas pode-se traçar o plano de fase para o intervalo de comutação em um semi-período de operação do conversor conforme ilustrado na figura 2.16. O vetor que o representa pode ser escrito :

$$\overline{vc} + j \cdot \overline{ilre} = 1 - a - j \cdot \overline{Io}' + (1 - a) \cdot e^{j(\pi - \omega_0 t)} + \overline{Io}' \cdot e^{j(\frac{\pi}{2} - \omega_0 t)} \quad (2.53)$$

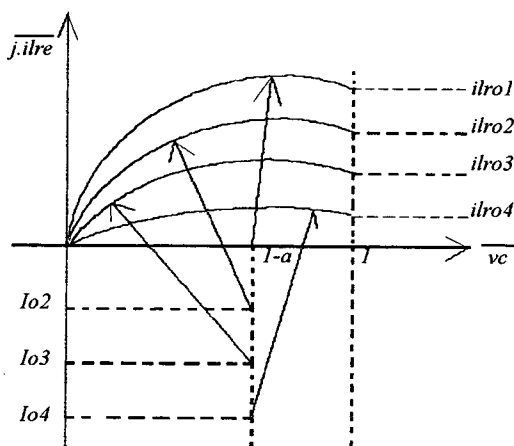


Fig. 2.16. Plano de fase para a comutação não crítica

É interessante ressaltar que quanto maior o nível de corrente de carga  $Io$ , ou seja, para  $Io3 > Io2 > Io1$  conforme indicado na figura 2.16, menor o percurso do vetor sobre o plano de fase, assegurando uma comutação mais rápida com níveis de corrente reduzidos em todos os elementos da célula. Tal comportamento já era esperado pois esta comutação se realiza com o auxílio da corrente de carga.

Esta propriedade tem sua maior importância no dimensionamento da célula de comutação associada ao braço não crítico, pois os maiores esforços ocorrerão quando da operação do conversor a vazio.

Pela simples observação da figura 2.16 pode-se determinar o valor máximo adotado para a relação de transformação "a" do autotransformador. O valor de "a" compreendido entre  $0 < a < 0,5$  assegura a comutação. Acima de 0,5 a corrente no indutor ressonante se inverte antes do término da comutação e passa a não mais auxiliar no processo de carga do capacitor equivalente [2], [3], [4], [5]. Um autotransformador com relação "a" igual a 0,4, por exemplo, divide de forma aproximadamente equitativa os esforços nos elementos da célula, de acordo com as equações (2.50) e (2.51).

A concepção da célula auxiliar de comutação permite a operação da mesma independentemente da variação da tensão de entrada [2], [3], [4], [5]. Este comportamento se deve à presença do autotransformador que ao operar



Os exemplos referem-se a duas situações distintas. No primeiro caso (Figura 2.18) a comutação se completa e o conversor opera adequadamente para um determinado nível de corrente inicial no indutor ressonante. No segundo exemplo (Figura 2.19) este nível é insuficiente e a célula não comuta, o que na prática significa que o conversor não operará. Percebe-se que o capacitor considerado não se descarrega completamente de forma a permitir a habilitação do tiristor dual, tornando o circuito oscilante.

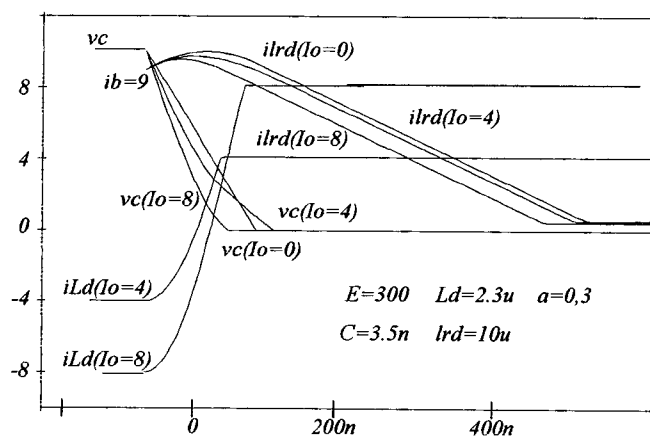


Fig. 2.18. Nível suficiente de  $I_b$ .

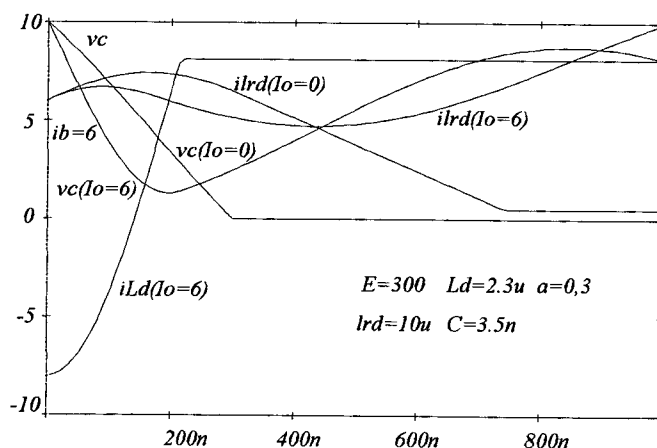


Fig. 2.19. Nível inadequado de corrente de pré-carga

A verificação deve ser realizada para um conjunto de correntes de carga " $I_o$ " relativamente amplo, pois os valores intermediários dessa mesma corrente, segundo as diversas simulações realizadas, indicaram que a comutação torna-se mais crítica para estes níveis. Nos exemplos acima, os valores de " $I_o$ " se encontram indicados sob as respectivas curvas.



Este comportamento é razoável, pois qualitativamente sabe-se que maiores correntes de carga auxiliam na comutação, uma vez que a corrente na indutância de dispersão levará mais tempo para se inverter e se grampear. Neste meio tempo, a comutação se conclui. Para operação a vazio ou sob cargas leves, a influência da corrente de carga presente na indutância de dispersão é mínima e a comutação se processa plenamente.

Pela mesma razão, os máximos esforços na célula associada ao braço crítico ocorrem quando da operação do conversor a vazio, como se pode verificar na figura 2.18, onde a corrente no indutor ressonante e os tempos de condução associados são maiores para aquela condição.

## 2.8- Critério para projeto dos elementos ressonantes

A figura 2.20 ilustra qualitativamente os intervalos ressonantes associados às etapas de operação do conversor. Pode-se evidenciar, conforme o estudo realizado, que a transferência do conversor de seu estado ativo para o passivo é bastante dependente da corrente de carga, portanto o intervalo de transição variará segundo a potência solicitada pela carga. Pela mesma razão, a máxima duração desta etapa ocorrerá quando da operação a vazio, o que determinará o critério para o projeto dos elementos ressonantes.

A comutação do braço crítico devido à corrente inicial no indutor ressonante é relativamente rápida sob quaisquer condições de carregamento, o que preserva a característica PWM desejada [10], [11].

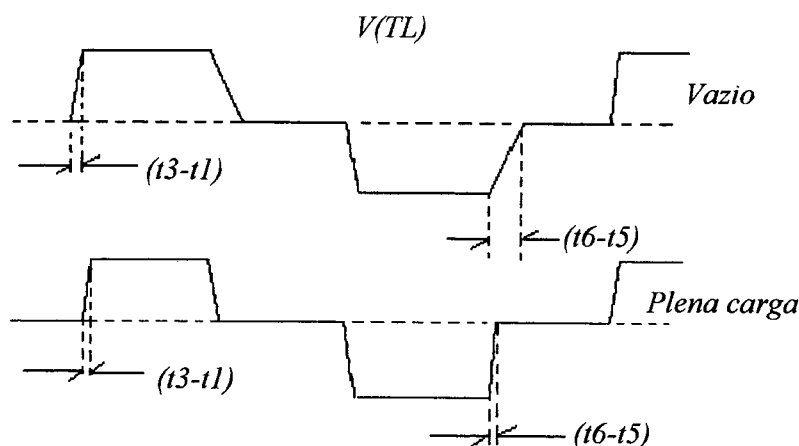


Fig. 2.20. Intervalos de comutação

A máxima duração da etapa de transição ressonante pode ser obtida segundo a expressão, quando o conversor opera a vazio.

$$\omega_o.(t_6 - t_5) = \cos^{-1} \frac{-a}{1-a} \quad (2.56)$$

Conhecendo-se o período de operação do conversor que é um dado de projeto, por manipulações algébricas a partir da equação acima, determina-se a relação  $f_s/f_o$  que será um parâmetro utilizado no dimensionamento dos elementos da célula. Assim, estipula-se um valor máximo para  $(t_6-t_5)$  que não comprometa a característica do conversor [16].

$$\frac{f_s}{f_o} = \frac{2. \pi. (t_6 - t_5)}{(\cos^{-1} \frac{-a}{1-a}). T_s} \quad (2.57)$$

Conhecendo-se a frequência de chaveamento, que é um dado de projeto, pode-se determinar a frequência de ressonância dos elementos da célula empregando a relação (2.57). Estimando-se as capacitâncias dos interruptores principais pode-se determinar o valor do indutor ressonante a partir da equação (2.58). Estas relações são deduções diretas.

$$l_{re} = l_{rd} = \frac{1}{8. \pi^2. C. f_o^2} \quad (2.58)$$

## 2.9- Cálculo dos esforços nos elementos

### 2.9-1-Introdução

Como visto no item 2.7 os maiores esforços na célula ocorrem para operação a vazio do conversor. Neste item pretende-se sistematizar o procedimento para dimensionamento da célula auxiliar de comutação.

Deve-se levar em conta que os parâmetros relacionados a ambos circuitos auxiliares de comutação são mantidos, assim tem-se os mesmos valores para os capacitores ressonantes, para os indutores e autotransformadores. A razão deste procedimento é de ordem prática, a fim de se manter a homogeneidade do conversor e simplificar o seu projeto.

As condições distintas de operação se deverão à pré-carga inicial de corrente no indutor ressonante associado ao braço crítico. Este nível determinará os esforços associados à célula. Para o braço esquerdo, este nível de corrente é zero. Assim, com uma única análise parametrizada neste nível inicial de corrente no indutor " $i_b$ ", pode-se determinar os esforços relacionados às duas células acopladas ao conversor.

### 2.9-2 Cálculo dos esforços

O circuito da figura 2.21 representa o intervalo de pré-carga para o circuito de comutação associado ao braço direito do conversor.

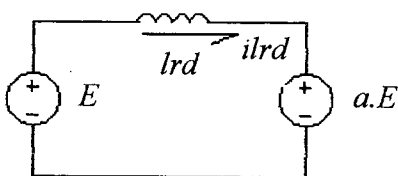


Fig. 2.21. Pré-carga do indutor

O intervalo correspondente a esta etapa pode ser facilmente calculado, onde o nível de pré-carga " $i_b$ " é um valor previamente conhecido.

$$w_o. \Delta t_l = \frac{\bar{i}_b}{1-a} \quad (2.59)$$

Os dois circuitos indicados na figura 2.22 representam a etapa ressonante de comutação para os braços direito e esquerdo respectivamente, operando o conversor a vazio. Pode-se evidenciar que os circuitos são idênticos a menos do nível inicial de pré-carga, que será o parâmetro de referência para o dimensionamento.

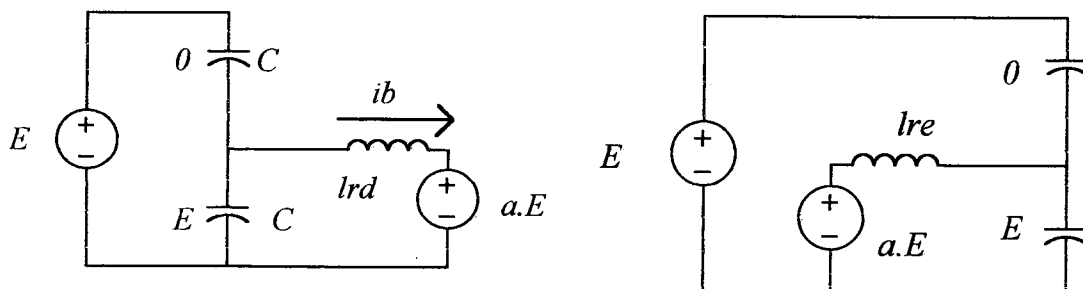


Fig. 2.22. Circuitos equivalentes a vazio

A normalização adotada no item 2.6.2 será novamente aplicada . Lembrando-se que:

$$\bar{i}b = \frac{ib}{E}.Z_o \quad (2.60)$$

As equações normalizadas associadas ao circuito ressonante para ambos braços são:

$$\bar{v}c = (1-a).(1 - \cos \omega_o.t) + \bar{i}b.\sin \omega_o.t \quad (2.61)$$

$$\bar{i}lr = \bar{i}b.\cos \omega_o.t + (1-a).\sin \omega_o.t \quad (2.62)$$

A duração da etapa ressonante pode ser obtida para a célula acoplada ao braço direito e esquerdo.

$$\omega_o.\Delta tr = \cos^{-1} \frac{\bar{i}b.\sqrt{1-2.a+\bar{i}b^2} - a.(1-a)}{(1-a)^2 + \bar{i}b^2} \quad (2.63)$$

O intervalo de desmagnetização do indutor ressonante é calculado em função da corrente inicial assumindo-se corrente nula de carga, de acordo com a figura 2.23. O circuito é válido para ambas células associadas a cada um dos braços do conversor.

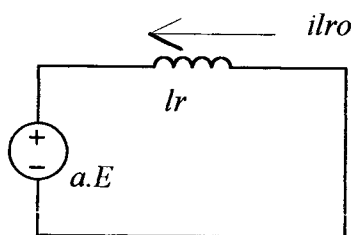


Fig. 2.23. Etapa de desmagnetização equivalente para ambos braços

$$\omega_o.\Delta td = \frac{\bar{i}b}{a} \left( \frac{\bar{i}b.\sqrt{1-2.a+\bar{i}b^2} - a.(1-a)}{(1-a)^2 + \bar{i}b^2} \right) + \frac{(1-a)}{a} . \sin \cos^{-1} \frac{\bar{i}b.\sqrt{1-2.a+\bar{i}b^2} - a.(1-a)}{(1-a)^2 + \bar{i}b^2} \quad (2.64)$$

O intervalo de condução dos autotransformadores será dado por:

$$\Delta tc = \Delta tl + \Delta tr + \Delta td \quad (2.65)$$

Para a célula do braço esquerdo,  $\Delta tl$  evidentemente é zero.

As seguintes relações se verificam para valores máximos instantâneos :

$$\overline{isa1} = \overline{isa4} = (1-a) \cdot \overline{ilre} \quad (2.66)$$

$$\overline{isa2} = \overline{isa3} = (1-a) \cdot \overline{ilrd} \quad (2.67)$$

$$\overline{ida1} = \overline{ida4} = a \cdot \overline{ilre} \quad (2.68)$$

$$\overline{ida2} = \overline{ida3} = a \cdot \overline{ilrd} \quad (2.69)$$

Para os valores médios, estas relações serão dadas por:

$$\overline{isa1_{md}} = \overline{isa4_{md}} = \frac{1-a}{2} \cdot \overline{ilre_{md}} \quad (2.70)$$

$$\overline{isa1_{md}} = \overline{isa4_{md}} = \frac{a}{2} \cdot \overline{ilre_{md}} \quad (2.71)$$

$$\overline{isa2_{md}} = \overline{isa3_{md}} = \frac{1-a}{2} \cdot \overline{ilrd_{md}} \quad (2.72)$$

$$\overline{ida2_{md}} = \overline{ida3_{md}} = \frac{a}{2} \cdot \overline{ilrd_{md}} \quad (2.73)$$

Os valores médios de corrente nos indutores referem-se ao valor médio absoluto por semi-período, uma vez que seu valor médio total é nulo.

Para valores eficazes as mesmas relações serão dadas por:

$$\overline{isa1_{ef}} = \overline{isa4_{ef}} = \frac{1-a}{\sqrt{2}} \cdot \overline{ilre_{ef}} \quad (2.74)$$

$$\overline{isa2_{ef}} = \overline{isa3_{ef}} = \frac{1-a}{\sqrt{2}} \cdot \overline{ilrd_{ef}} \quad (2.75)$$

$$\overline{ida1}_{ef} = \overline{ida4}_{ef} = \frac{a}{\sqrt{2}} \cdot \overline{ilre}_{ef} \quad (2.76)$$

$$\overline{ida2}_{ef} = \overline{ida3}_{ef} = \frac{a}{\sqrt{2}} \cdot \overline{ilrd}_{ef} \quad (2.77)$$

Os valores eficazes de corrente nos autotransformadores podem ser obtidos:

$$\overline{isAe}_{ef} = \overline{ilre}_{ef} \quad (2.78)$$

$$\overline{ipAe}_{ef} = a \cdot \overline{ilre}_{ef} \quad (2.79)$$

$$\overline{isAd}_{ef} = \overline{ilrd}_{ef} \quad (2.80)$$

$$\overline{ipAd}_{ef} = a \cdot \overline{ilrd}_{ef} \quad (2.81)$$

Os valores de corrente de pico repetitivo associados a quaisquer elementos pertencentes a ambas as células de comutação podem ser calculados segundo as expressões (2.66), (2.67), (2.68), (2.69). O valor máximo de corrente sobre o indutor ressonante mais solicitado pode ser calculado:

$$\overline{ilrd}_{pk} = \overline{ib} \cdot \cos \tan^{-1} \frac{1-a}{\overline{ib}} + (1-a) \cdot \sin \tan^{-1} \frac{1-a}{\overline{ib}} \quad (2.82)$$

Para  $\overline{ib}=0$ , o que ocorre para a o braço esquerdo, a corrente máxima no indutor ressonante torna-se:

$$\overline{ilre}_{pk} = 1-a \quad (2.83)$$

### 2.9-3 Ábacos para dimensionamento.

A partir das equações (2.59), (2.63), (2.64) determina-se o intervalo de condução da célula, que se faz necessário para o dimensionamento dos autotransformadores. O intervalo total será dado pela soma dos intervalos individuais associados a cada uma das etapas consideradas na análise.

O intervalo de condução total da célula será dado pela soma das parcelas individuais. Este dado de projeto permite o dimensionamento dos autotransformadores e indutores da célula . A equação (2.84) é representada na figura 2.24.

$$\Delta t_c = \Delta t_l + \Delta t_r + \Delta t_d \quad (2.84)$$

A habilitação dos interruptores auxiliares deve ser tal que permita todo o processo, uma vez que a característica ZCS da comutação será mantida quando o tempo de condução destes interruptores for igual ou superior ao intervalo de condução da respectiva célula. Assim, o ajuste do comando das chaves auxiliares torna-se bastante simples.

Os valores máximos de corrente nos elementos da célula podem ser calculados de acordo com o ábaco da figura 2.25.

Para a determinação dos valores eficazes de corrente, utiliza-se o ábaco da figura 2.26 Da mesma forma, a utilização do ábaco da figura 2.27 leva à determinação dos valores médios de corrente para o indutor ressonante.

Empregando-se as relações já citadas, pode-se determinar os esforços em quaisquer elementos pertencentes a ambas células, lembrando-se convenientemente que, para a célula conectada ao braço esquerdo, a corrente de pré-carga é igual a zero. ( $i_b=0$ ).

Portanto, ao se determinar os esforços dos elementos da célula do braço esquerdo, interpola-se para os ábacos  $i_b=0$ .

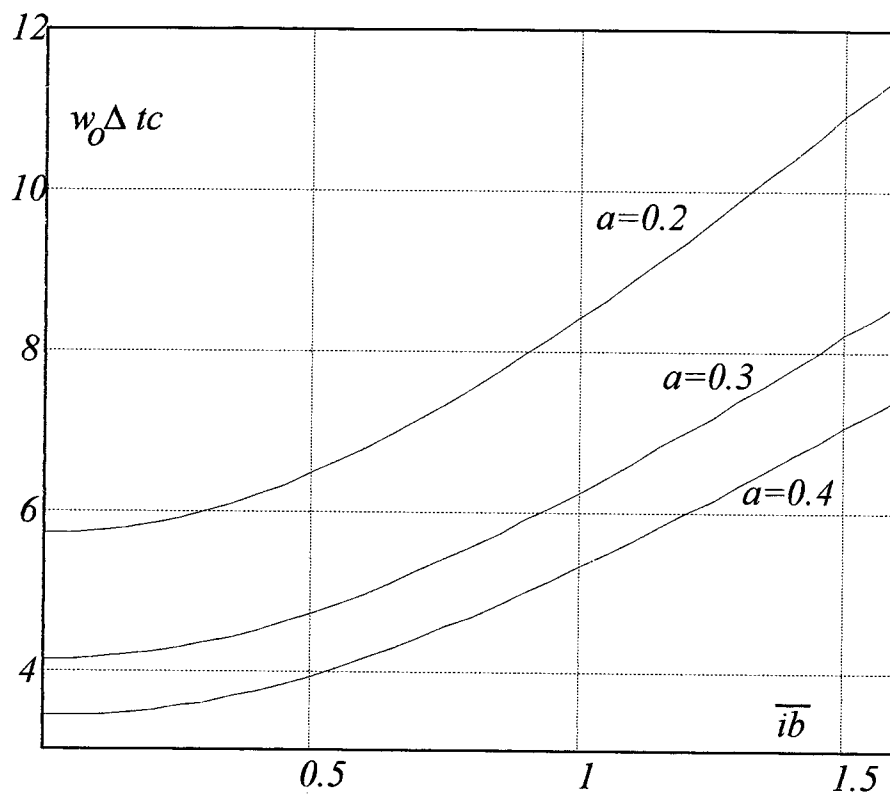


Fig. 2.24. Ábaco para cálculo do intervalo de condução das células

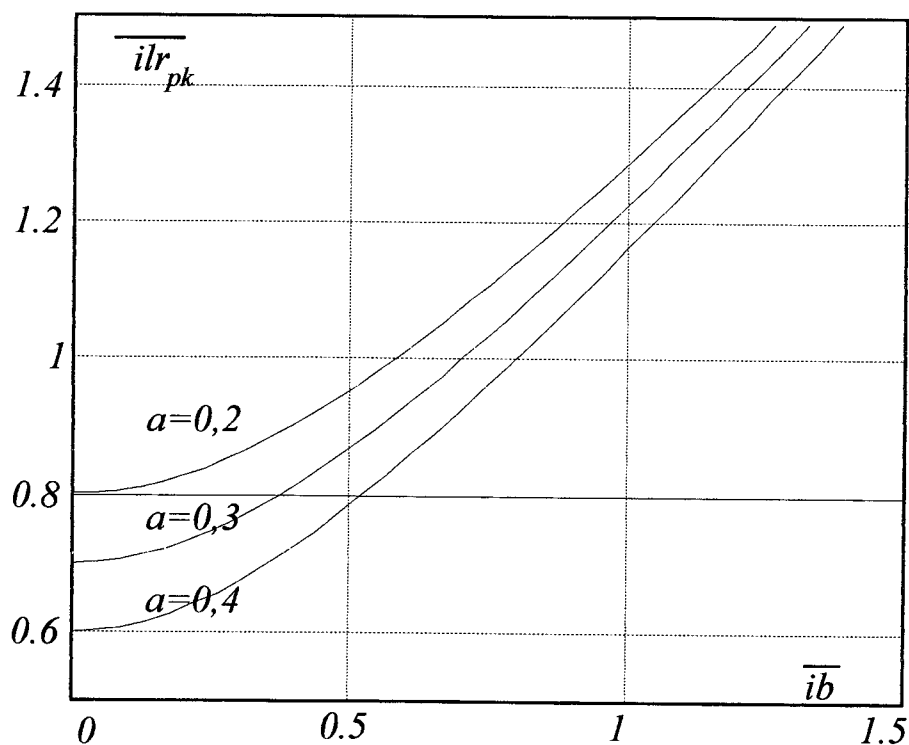


Fig. 2.25. Ábaco para cálculo dos valores máximos de corrente



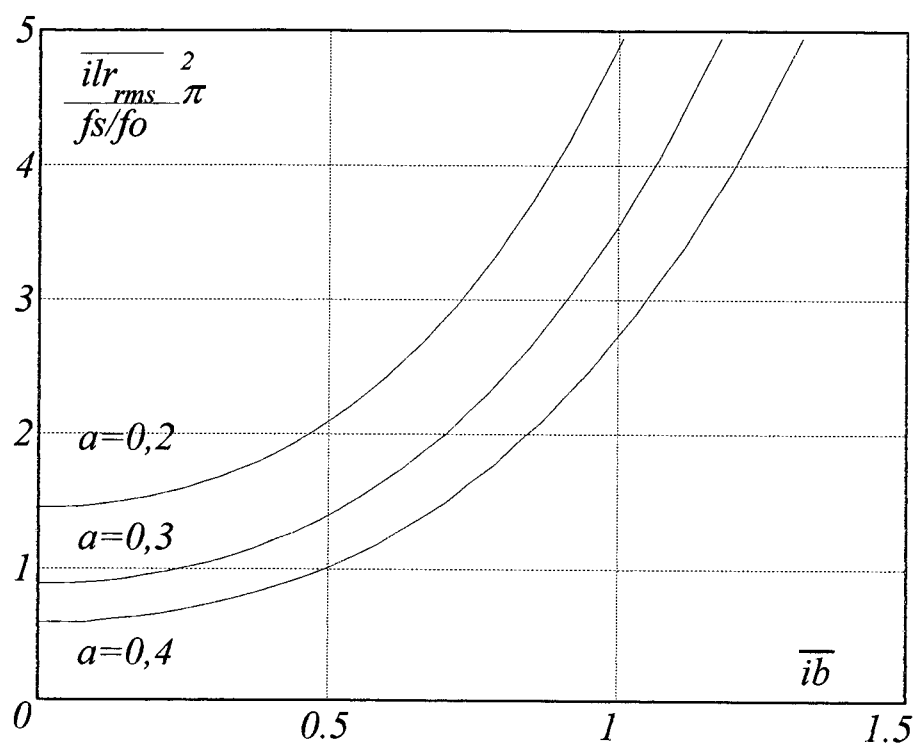


Fig. 2.26 Ábaco para cálculo dos valores eficazes

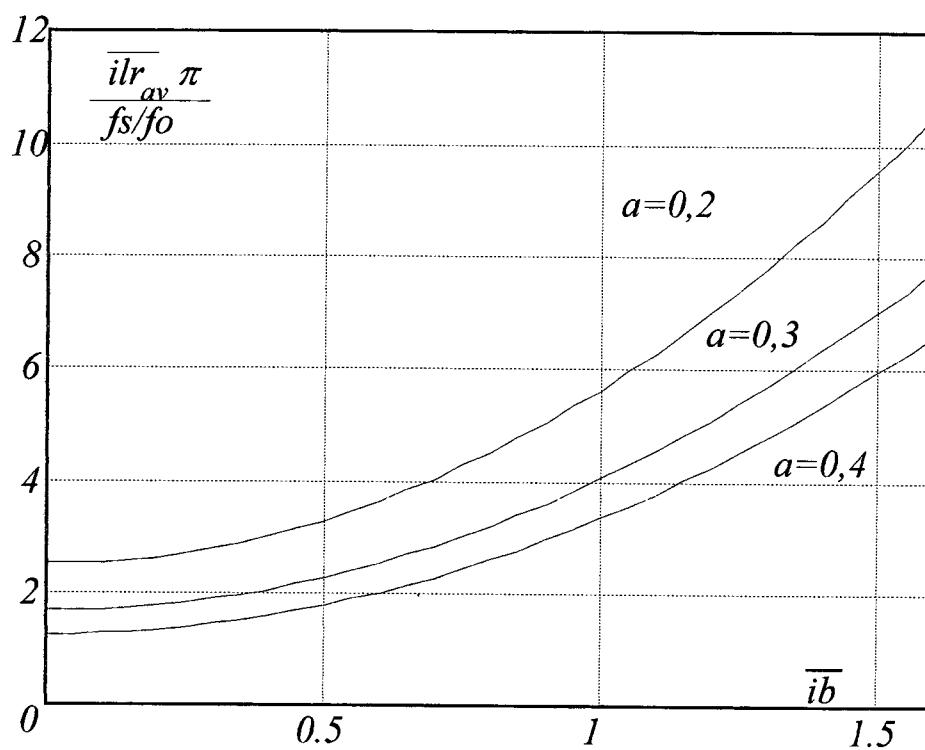


Fig. 2.27. Ábaco para cálculo dos valores médios

## 2.10-Conclusões:

Neste capítulo foi apresentado um estudo do conversor em ponte completa do tipo FB-ZVS-PS-PWM associado à célula de comutação auxiliar ZVS-PWM-GEPAE. Estabeleceu-se as principais formas de onda e seu equacionamento básico. Verificou-se analiticamente que as células associadas a cada um dos braços do conversor operam sob condições distintas de comutação, o que conduziu à análises diferenciadas.

O princípio de operação da célula foi plenamente verificado. Assim, todos os elementos do circuito comutam de forma não dissipativa ( ZVS ou ZCS) não apresentando qualquer "stress" de tensão, embora a necessidade de se "armazenar" previamente energia em uma das células tenha conduzido à ocorrência de algum "stress" de corrente.

Foram deduzidas expressões analíticas das comutações e verificadas as condições sob as quais ocorrem. O principal parâmetro utilizado nas análises refere-se ao nível de corrente inicial do indutor ressonante associado ao braço crítico, " $i_b$ ". A determinação de seu valor mínimo deve ser precisa caso contrário o referido braço não comuta. Um valor excedente torna a comutação mais rápida, porém aumenta os esforços sobre os componentes.

Com base nos estudos analíticos e por simulações verificou-se que as maiores solicitações sobre os circuitos auxiliares de comutação ocorrem quando da operação do conversor a vazio. A partir daí a análise tornou-se bastante simples e conduziu à elaboração de uma metodologia de projeto da célula associada ao conversor.

## CAPÍTULO III

### PROJETO DO CONVERSOR "FULL-BRIDGE"

### COM CÉLULA DE COMUTAÇÃO ZVS-GEPAE

#### 3.1-Introdução:

Neste capítulo pretende-se aplicar a metodologia de projeto desenvolvida no capítulo anterior e projetar-se um conversor do tipo "Full-Bridge" empregando-se a referida célula auxiliar de comutação. O procedimento em questão faz uso das relações e ábacos gerados para o dimensionamento dos componentes da célula.

O dimensionamento dos dispositivos empregados no conversor propriamente dito, lança mão do procedimento de projeto do conversor em ponte completa com comutação dissipativa convencional ("Conventional Full-Bridge Hard-Switching") [26].

#### 3.2-Procedimento de projeto:

Inicialmente deve-se ter o conhecimento das especificações relacionadas às exigências de carga e do próprio conversor em questão, tais como potência de saída, frequência de chaveamento, corrente nominal, tensões de entrada e saída, rendimento mínimo e variação da tensão de entrada.

O projeto do conversor "Full-Bridge" segue os procedimentos clássicos [26]. Uma vez determinados os elementos do conversor, parte-se para o projeto dos circuitos auxiliares de comutação.

Tomando-se por base as especificações acima, dimensiona-se os elementos das células acopladas a cada um dos braços do conversor. Para tal deve-se seguir os passos abaixo relacionados:

**Passo 1-** Defina-se o valor da relação de transformação utilizada para os autotransformadores. Valores otimizados situam-se entre  $0,3 < a < 0,5$ . Pode-se verificar nos ábacos traçados que maiores valores da constante "a"

conduzem a menores esforços nos elementos da célula, pois estes são predominantes na etapa de desmagnetização do indutor. Portanto, a utilização de tais valores faz com que este tempo de desmagnetização se reduza .

**Passo 2-** Especifica-se o máximo intervalo de transição ressonante para operação a vazio,  $\Delta tr$ , e por substituição na equação (2.57) determina-se a relação  $f_s/f_o$ , importante parâmetro nos passos seguintes. A partir desta relação e conhecendo-se a frequência de chaveamento que é um dado de projeto, determina-se a frequência natural do circuito ressonante.(  $f_o$  )

**Passo 3-** A definição dos elementos ressonantes apresenta um certo grau de liberdade. Ainda não se conhece o valor de corrente de pré-carga, assim como o valor máximo de corrente no indutor do braço crítico. Uma forma possível de se estabelecer outra relação entre os elementos ressonantes, além da frequência natural de oscilação determinada no passo 2, consistiria em se estabelecer o valor de pico de corrente no indutor ressonante do braço não crítico. Assim, com duas equações e duas incógnitas o problema está inicialmente resolvido. Outra forma seria estimar as capacidades intrínsecas dos interruptores e associá-las aos capacitores de comutação também conhecidos previamente, procedimento este mais interessante do ponto de vista prático.

**Passo 4-** De posse de todos os parâmetros associados aos circuitos ressonantes, estima-se a indutância de dispersão do transformador de potência. Com este valor determina-se por tentativas, de acordo com as relações previamente deduzidas no capítulo 2, o mínimo valor da corrente inicial do indutor ressonante que garanta a comutação para uma ampla faixa de corrente de carga. Este procedimento pode ser efetuado através de simulações computacionais.

**Passo 5-** Conhecido o nível de corrente inicial  $i_b$ , a partir dos ábacos gerados pode-se determinar todos os esforços e tempos de condução associados à operação dos circuitos de comutação, necessários ao dimensionamento de seus componentes.

### 3.3-Exemplo de projeto

Segue-se as especificações do conversor DC-DC a ser implementado:

- Tensão de barramento :  $270 < E < 330 \text{ V}$
- Tensão de barramento nominal:  $E=300 \text{ V}$
- Tensão de saída :  $V_o= 60\text{V}$
- Corrente nominal de saída :  $I_o=25\text{A}$
- Frequência de chaveamento :  $f_s=75\text{KHZ}$
- Rendimento : acima de 0,9.
- Interruptores do tipo Mosfet com capacitâncias intrínsecas de 3,5nF

### 3.3-1 Projeto do conversor "Full-Bridge"

Considere-se o seguinte circuito equivalente para a topologia "Full-Bridge" proposta. Percebe-se claramente tratar-se da topologia "Forward" e o procedimento de projeto para o conversor segue a forma clássica, com pequenas variações [26].

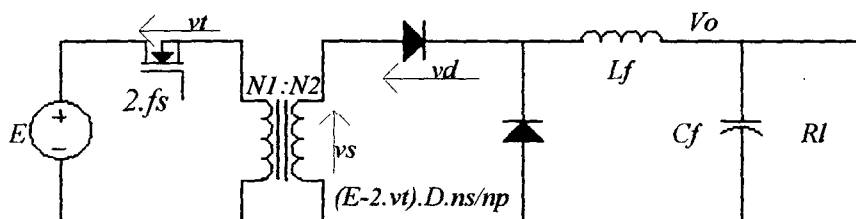


Figura 3.1. "Forward" equivalente

Evidentemente este circuito equivalente não considera os circuitos auxiliares. Com esta análise pretende-se dimensionar o transformador de potência, os interruptores principais e o circuito de saída.

Observe-se que a frequência de chaveamento para o circuito equivalente é o dobro da frequência de operação nominal.

Segue-se portanto, o dimensionamento dos diversos elementos.

**Transformador de potência:**

O transformador de potência será formado por um enrolamento primário e um secundário com ponto médio.

O produto das áreas do núcleo pode ser obtido segundo a seguinte expressão, empregando-se o critério de restrição à saturação.

$$Ae.Aw = \left( \frac{Pin.10^4}{Kt.Ku.Kp.\Delta B.2.fs} \right)^{1,3} [cm^4] \quad (3.1)$$

Os parâmetros são assim definidos:

*Ae*: Área efetiva da perna central do núcleo

*Aw*: Área da janela do núcleo

*Pin* : Potência de entrada,  $Pin=Po/n$

*n* : Rendimento mínimo de projeto.

*Kt* : Fator de topologia,  $Kt= 1$  para este tipo de transformador

*Ku* : Fator de utilização da janela do núcleo,  $Ku=0,4$ .

*Kp* : Fator de utilização do primário,  $Kp=0,41$ .

*J* : Densidade de corrente máxima,  $J=300A/cm^2$

*B* : Excursão máxima de densidade de fluxo,  $B=0,12T$

*fs*: Frequência de chaveamento,  $fs=75KHZ$ .

Substituindo-se os valores na equação correspondente determina-se o produto *Ae.Aw* requerido.

$$Ae.Aw = \left( \frac{Po/\eta.10^4}{Kt.Ku.Kp.J.\Delta B.2.fs} \right)^{1,3} = \left( \frac{1500/0,9.10^4}{1,0,4,0,41.300,0,12.2.75K} \right)^{1,3} = 30cm^4 \quad (3.2)$$

O núcleo adotado é o tipo **E-65/39** Thornton, cujos parâmetros são  $Ae=7,98cm^2$  e  $Aw=3,70cm^2$ .

O número de espiras pode ser calculado de acordo com a seguinte expressão:

$$N_p \geq \frac{E_{min} \cdot 10^4}{2 \cdot Ae \cdot \Delta B \cdot fs} = \frac{270 \cdot 10^4}{2 \cdot 7,98 \cdot 0,12 \cdot 75K} = 14 \therefore N_p = 16 \quad (3.3)$$

O cálculo da relação de transformação pode ser efetuado segundo a análise sobre o circuito equivalente. A expressão resultante é:

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{0,95 \cdot (E_{min} - 2 \cdot vt) \cdot D_{max}}{V_o + vf} = \frac{0,95 \cdot (270 - 2 \cdot 2) \cdot 0,9}{60 + 1} = 4 \therefore N_p = 16 \therefore N_s = 4 \quad (3.4)$$

Neste caso,:

*E*: Tensão de barramento

*vt*: Queda de tensão no transistor

*vf*: Queda de tensão no diodo retificador

*D<sub>máx</sub>*: Máxima razão cíclica de operação

*V<sub>o</sub>*: Tensão de saída

A corrente eficaz em cada secundário do transformador pode ser calculada segundo a expressão abaixo.

$$I_{s_{ef}} = \frac{I_o}{\sqrt{2}} = \frac{25}{\sqrt{2}} = 18A \quad (3.5)$$

A corrente eficaz no primário do transformador é calculada da seguinte forma:

$$I_{p_{ef}} = \frac{I_o \cdot N_2}{N_1} = \frac{25 \cdot 4}{16} = 6,3A \quad (3.6)$$

Com relação ao efeito pelicular [26], o número de condutores associados em paralelo para o enrolamento secundário pode ser calculado. Adotar-se-á o fio **24AWG** cuja área de seção transversal vale **0,002077cm<sup>2</sup>**.

$$n_s = \frac{I_{s_{ef}}}{S} = \frac{18}{0,002077} = 30 \text{ fios } \therefore 24 \text{ AWG} \quad (3.7)$$

Para o enrolamento primário:

$$ns = \frac{Ip_{ef}}{S} = \frac{6,3}{0,002077} = 3030 \text{ fios} \therefore 24 \text{ AWG} \quad (3.8)$$

Recomenda-se uma disposição intercalada entre os enrolamentos primário e secundário, de tal forma a se aumentar o acoplamento entre os mesmos e diminuir-se o efeito de dispersão magnética, embora este procedimento aumente as capacitâncias parasitas do transformador [24]. Procurou-se acomodar o enrolamento secundário em uma única camada como se pode verificar na figura 3.2.

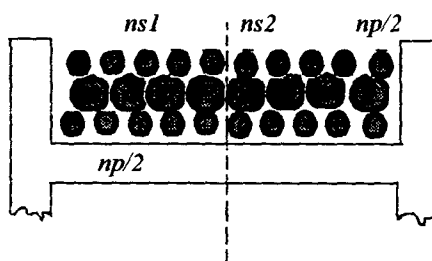


Figura 3.2. Disposição dos enrolamentos

A indutância de dispersão medida foi  $Ld=2,3\mu H$ .

#### Cálculo do indutor de filtragem:

Assuma-se como condição de projeto o valor máximo do "ripple" de corrente na carga como sendo **10%** da corrente nominal de saída. Assim pode-se calcular este nível de ondulação:

$$\Delta i_{lf_{máx}} = 0,1.I_o = 0,1.25 = 2,5A \quad (3.9)$$

A partir de uma análise adequada do circuito equivalente pode-se determinar a expressão que relaciona o indutor de filtragem à este nível de ondulação. Por simplicidade, desconsidera-se as quedas de tensão nos diodos e transistor. É válido lembrar que a maior ondulação de corrente na carga ocorre para razão cíclica de operação igual a **0,5**.



$$L_f = \frac{E_{m\acute{a}x} \cdot \frac{N2}{N1}}{8 \cdot \Delta i l f_{m\acute{a}x} \cdot f_s} = \frac{330 \cdot \frac{4}{16}}{8 \cdot 2,5 \cdot 75k} = 40 \mu H \quad (3.10)$$

A determinação do núcleo segue o procedimento adotado em [26]. Como o fluxo no indutor é praticamente constante, pois a ondulação da corrente de carga  mínima em relação ao seu valor contínuo, pode-se considerar que a máxima densidade de fluxo seja igual a **0,3T**. Pela mesma razão, pode-se trabalhar com um nível maior de densidade de corrente, pois praticamente não há efeito pelicular (Efeito "Skin"). Assim **J=450A/cm<sup>2</sup>**. Considere-se ainda iguais os valores máximo e eficaz de corrente no indutor de filtraem.

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_f \cdot i l f_{pk} \cdot i l f_{ef} \cdot 10^4}{K_w \cdot \Delta B \cdot J} = \frac{40 \mu \cdot 25 \cdot 25 \cdot 10^4}{0,8 \cdot 0,3 \cdot 450} = 2,3 \text{cm}^4 \quad (3.11)$$

O núcleo escolhido foi **E-55/21** da Thornton [34] cujas dimensões são:  $A_e=3,54\text{cm}^2$  e  $A_w=2,5\text{cm}^2$ . O número de espiras pode ser determinado segundo a equação:

$$N l f = \frac{L_f \cdot i l f_{ef} \cdot 10^4}{\Delta B \cdot A_e} = \frac{40 \mu \cdot 25 \cdot 10^4}{0,3 \cdot 3,54} = 10 \text{espiras} \cdot 10 \text{fios } 19 \text{ AWG} \quad (3.12)$$

Optou-se associar os condutores em paralelo para facilitar a bobinagem.

O entreferro pode ser calculado de acordo com a expressão abaixo:

$$\frac{\delta}{2} = \frac{\mu_o \cdot N l f^2 \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{2 \cdot L r f} = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 10^2 \cdot 3,54 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 40 \mu} = 0,55 \text{mm} \quad (3.13)$$

### Cálculo do capacitor de saída:

O capacitor de filtraem deve satisfazer às especificações de ondulação da tensão de carga. Este valor pode ser considerado igual a **0,2V**, "ripple" este satisfatório quando se leva em conta as normas utilizadas em projetos para telecomunicações. A partir da análise do circuito equivalente chega-se à seguinte expressão para o cálculo deste capacitor.

$$C_f \geq \frac{\Delta i_{lf}}{4 \cdot \pi \cdot f_s \cdot \Delta v_{cf}} = \frac{2,5}{4 \cdot \pi \cdot 75k \cdot 0,2} = 10 \mu F \quad (3.14)$$

A máxima resistência série equivalente pode ser determinada com o auxílio da seguinte expressão:

$$R_{seq} = \frac{\Delta v_{cf}}{\Delta i_{lf}} = \frac{0,2}{2,5} = 0,08 \Omega \therefore 4 \times 220 \mu F / 63V \quad (3.15)$$

Portanto, ao se levar em conta esta restrição, deve-se associar capacitores em paralelo para se atenuar a resistência série equivalente. Serão utilizados quatro capacitores da série *HFC-Icotron*.

#### Capacitor de bloqueio :

Utiliza-se um capacitor em série com o primário o transformador de potência para que eventuais desequilíbrios entre os tempos de condução dos Mosfets não venham causar circulação de um nível de corrente contínua, que poderia levar o transformador à saturação. Este capacitor deve ser calculado em função da queda de tensão que introduzirá, considerada para efeitos de projeto igual à 4% da mínima tensão de entrada. ( $\Delta v_c = 0,04 \cdot 270V = 10V$ )

$$C_b = \frac{N_2 \cdot I_o}{N_1 \cdot 2 \cdot f_s \cdot \Delta v_c} = \frac{4 \cdot 25}{16 \cdot 2 \cdot 75k \cdot 10} = 3 \mu F \quad (3.16)$$

#### Resistor de amortecimento:

É necessário empregar-se um resistor em paralelo com o capacitor de bloqueio a fim de se evitar oscilações de baixa frequência entre a indutância magnetizante do transformador e o capacitor de bloqueio [25]. O valor deste pode ser obtido com o auxílio da seguinte expressão.

$$R_a = \frac{E_{min} \cdot N_p}{N_s \cdot I_o} = \frac{270 \cdot 16}{4 \cdot 25} = 45 \Omega \quad (3.17)$$

#### Diodos retificadores de saída:

A corrente média que flui por um dos diodos é metade da corrente de carga. Deve-se ressaltar que os tempos de recuperação desses dispositivos

deve ser o menor possível a fim de se diminuir as perdas de comutação no bloqueio.

$$i_{Dr1_{md}} = i_{Dr2_{md}} = \frac{I_o}{2} = 12,5 A \quad (3.18)$$

Utilizou-se os diodos ultra-rápidos Motorola **MUR 1530**, [32] cujos parâmetros principais :  $I_{FAV}=15A$ ,  $t_{rr}=60ns$ ,  $C_d=200pF$ ,  $V_F=1V$ ,  $V_{REV}=300V$ ,  $R_{thjc}=1,5^{\circ}C/W$ . A montagem da ponte retificadora deve ser feita sobre um dissipador cuja resistência térmica deve ser inferior a  $1,25^{\circ}C/W$ .

### Circuito grampeador do retificador de saída:

A interação do processo de recuperação reversa dos diodos retificadores de saída com a indutância de dispersão refletida ao secundário do transformador, provoca sobretensões e oscilações que geram perdas de comutação [30]. O circuito representado na figura 3.3 ilustra o fenômeno de uma maneira qualitativa, uma vez que o mesmo foi investigados por simulação.

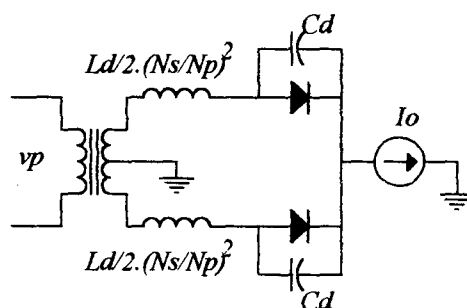


Figura 3.3. Circuito equivalente para análise da recuperação do diodo retificador

Circuitos de grampeamento de tensão são indicados para a proteção dos diodos retificadores e limitar a máxima tensão sobre os mesmos [30]. Seguindo-se um procedimento usual para o cálculo deste grampeador, chegou-se a:  $R_g=15K$ ,  $C_g=10n$ . Com estes valores limitou-se a máxima tensão em **280V**, valor suportável pelos diodos retificadores. Os diodos de grampeamento são do tipo **MR-854** da Motorola.

### Interruptores de potência:

As especificações do projeto, tendo-se em vista a frequência envolvida e os níveis de tensão e corrente, conduziram à escolha adequada de interruptores do tipo Mosfet. Este componente possui diodo e capacitância intrínsecos, dispensando o emprego físico dos diodos em anti-paralelo na estrutura proposta.

É de fundamental importância quando se pretende elevar o rendimento de topologias que empreguem Mosfet, minimizar as perdas de condução associadas à resistência do dispositivo. Esta deverá ser mínima, compatível com a aplicação desejada.

O valor eficaz da corrente nos interruptores principais pode ser calculado de acordo com a seguinte expressão:

$$iS_{ef} = \frac{N2.Io}{N1.\sqrt{2}} = \frac{4.25}{16.\sqrt{2}} = 4,4 A \quad (3.19)$$

Devido à pré-carga de corrente no indutor ressonante, os Mosfets do braço direito estarão submetidos a um esforço maior. Este valor adicional de corrente eficaz (a ser abordado no item 3.3-2) pode ser calculado a partir da seguinte expressão, onde  $\Delta t$  refere-se ao intervalo de pré-carga do indutor ressonante correspondente (a ser calculado no item 3.3-2)

$$i_{ef} = ib.\sqrt{\frac{fs.\Delta t}{3}} = 9.\sqrt{\frac{75k.420n}{3}} = 1 A \quad (3.20)$$

Assim, este valor adicional pode ser levado em conta no dimensionamento dos interruptores do braço direito.

$$iS2_{ef} = iS3_{ef} = \sqrt{4,4^2 + 1^2} = 4,5 A \quad (3.21)$$

$$iS1_{ef} = iS4_{ef} = 4,4 A \quad (3.22)$$

O cálculo dos valores de pico repetitivo deve levar em conta o nível de corrente de pré-carga (a ser calculado no item 3.3-2), que se adiciona à

corrente dos interruptores do braço crítico. Este podem então ser calculados de acordo com as expressões:

$$iS2_{pk} = iS3_{pk} = \frac{I_o \cdot N2}{N1} + i_b = 15,25 A \quad (3.23)$$

$$iS1_{pk} = iS4_{pk} = \frac{N2 \cdot I_o}{N1} = 6,25 A \quad (3.24)$$

Os Mosfets adequados à esta aplicação foram escolhidos: **Mosfet APT 4020** [31] cujos principais parâmetros se encontram relacionados:  $VDS=400V$ ,  $IDef=26A$ ,  $IDpk=100A$ ,  $RDS=0,2ohms$ ,  $Ciss=2,4nF$ ,  $Coss=0,5nF$ ,  $ton=30ns$ ,  $toff=40ns$ ,  $Rthjc=0,5^{\circ}C/W$ . Esta opção foi feita considerando-se principalmente a baixa resistência em condução do dispositivo.

O dissipador empregado na montagem deverá possuir resistência térmica inferior a  $1,5^{\circ}C/W$ .

### 3.3-2 Projeto dos circuitos auxiliares de comutação

Prosseguindo-se com as etapas acima descritas, aplica-se a metodologia desenvolvida inicialmente para o projeto dos circuitos auxiliares de comutação.

Os esforços adicionais introduzidos pela operação do circuito de comutação do braço direito, devido à pré-carga de corrente no indutor ressonante, serão devidamente levados em conta no dimensionamento dos interruptores principais do referido braço.

#### Determinação do parâmetro "a ":

Escolheu-se o valor para este parâmetro igual a 0,3, embora valores maiores sejam indicados pelas razões expostas no item 3.2. Entretanto, este valor foi adotado em trabalhos anteriores e indicou ser bastante razoável [2], [3], [4], [5].

#### Determinação da relação " fs/fo "

Conhecendo-se o período de operação do conversor ( $T_s=1/f_s$ ) e adotando-se um valor máximo para o intervalo de transição ressonante a vazio igual a  $0,5\mu s$ , determina-se a relação acima citada a partir da expressão:

$$\frac{f_s}{f_o} = \frac{2 \cdot \pi \cdot \Delta t r}{T_s \cdot \cos^{-1} \frac{-a}{1-a}} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 0,5\mu}{13,33\mu \cdot \cos^{-1} \frac{-0,3}{1-0,3}} = 0,12 \quad (3.25)$$

### Determinação dos elementos ressonantes " $l_r, C$ "

O procedimento mais conveniente para determinação dos elementos ressonantes fixa o valor do capacitor de comutação e então calcula-se o indutor ressonante. Os capacitores intrínsecos dos interruptores de potência tipo Mosfet situam-se na faixa de 1,5 a 2,5nF. Deseja-se um capacitor de comutação equivalente de  $3,5nF$  o que será conseguido com o emprego de capacitores em paralelo com os dispositivos, atuando desta forma como "Snubbers" de tensão que reduzem as perdas no bloqueio.

$$f_o = \frac{f_s}{0,12} = \frac{\omega_o}{2 \cdot \pi} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{2 \cdot l_r \cdot C}} = \frac{\cos^{-1} \frac{-a}{1-a}}{2 \cdot \pi \cdot \Delta t r} = 640kHz \quad (3.26)$$

$$l_r = \frac{1}{8 \cdot \pi^2 \cdot f_o^2 \cdot C} = \frac{1}{8 \cdot \pi^2 \cdot 640k^2 \cdot 3,5n} = 10\mu H \quad (3.27)$$

$$Z_o = \sqrt{\frac{l_r}{2 \cdot C}} = \sqrt{\frac{10\mu}{2 \cdot 3,5n}} = 38\Omega \quad (3.28)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot l_r \cdot C}} = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot 10\mu \cdot 3,5n}} = 3,78 \cdot 10^6 \text{ rds} \quad (3.29)$$

### Determinação do nível de pré-carga do indutor ressonante ( $i_b$ ) :

Tendo-se uma vez determinados os parâmetros ressonantes de ambos os circuitos auxiliares, faz-se mister a determinação do nível de corrente inicial do indutor ressonante do braço direito, cujo circuito auxiliar estará submetido às maiores solicitações. Por simulações computacionais empregando-se os elementos ressonantes já determinados, verificou-se que um valor igual a  $9A$  é

bastante adequado, garantindo comutação sob tensão nula desde a vazio a plena carga. A indutância de dispersão medida foi de  $2.3\mu\text{H}$ , valor razoável para os transformadores usuais empregados em fontes chaveadas deste porte. Normalizando-se esta corrente :

$$\bar{i}_b = \frac{i_b \cdot Z_0}{E} = \frac{9.38}{300} = 1,15 \quad (3.30)$$

A determinação algébrica deste nível de corrente emprega as relações deduzidas no capítulo I. Determinados os elementos ressonantes que integram a célula de comutação, calcula-se o nível de corrente inicial do indutor, associado ao braço crítico antes da comutação. Para tanto os seguintes parâmetros serão utilizados:

$$E = 300V; l_r = 10\mu\text{H}; C = 3,5\text{nF};$$

$$L_d = 2,3\mu\text{H};$$

$$I_{o' \text{ Nom}} = I_{o \text{ Nom}} \cdot \frac{N_s}{N_p} = 25 \cdot \frac{4}{15} = 6,25A \text{ (corrente nominal referida ao primário)}$$

As seguintes expressões já demonstradas no capítulo 2 serão utilizadas:

$$v_{th} = \frac{E(1-a)L_d}{l_r + L_d} = \frac{300(1-0,3)2,3\mu}{10\mu + 2,3\mu} = 39,26V \quad (3.31)$$

$$L_{eq} = \frac{L_d \cdot l_r}{L_d + l_r} = \frac{2,3\mu \cdot 10\mu}{2,3\mu + 10\mu} = 1,87\mu\text{H} \quad (3.32)$$

$$Z_0' = \sqrt{\frac{L_{eq}}{2 \cdot C}} = \sqrt{\frac{1,87\mu}{2 \cdot 3,5\text{n}}} = 16,3\Omega \quad (3.33)$$

$$\omega_0' = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot L_{eq} \cdot C}} = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot 1,87\mu \cdot 3,5\text{n}}} = 8,74 \cdot 10^6 \text{ rd/s} \quad (3.34)$$

A verificação da comutação deverá ser efetuada para uma faixa de corrente de carga, estimando-se inicialmente um valor de corrente inicial para o indutor ressonante. Portanto, tomando-se  $i_b=3A$  como primeira tentativa e aplicando-se as equações (2.20), (2.21), (2.22), (2.23) e (2.24) para alguns

valores de corrente de carga que representem a faixa de variação total, a inequação (2.33) deverá ser verificada para que a comutação se processe. Caso contrário, um valor maior de corrente inicial deverá ser adotado. O procedimento deverá ser iterativo até que um valor adequado de corrente que garanta a comutação em toda a faixa de carga seja estabelecido.

$i_b = 3A$			
$\alpha$	$lo'$	%lon	ineq. (2.33)
$\alpha=0,9$ rd	$lo'=0,68$	10,8%	Ok
$\alpha=1,3$ rd	$lo'=1,70$	27,2%	Ok
$\alpha=1,5$ rd	$lo'=2,61$	41,9%	Ok
$\alpha=1,7$ rd	$lo'=3,82$	61,0%	Not

Como a inequação (2.33) não se verificou, deve-se aumentar o nível de corrente inicial.

$i_b = 5A$			
$\alpha$	$lo'$	%lon	ineq. (2.33)
$\alpha=0,5$ rd	$lo'=0,28$	4,50%	Ok
$\alpha=0,9$ rd	$lo'=1,04$	16,7%	Ok
$\alpha=1,2$ rd	$lo'=2,10$	33,6%	Ok
$\alpha=1,5$ rd	$lo'=3,82$	61,1%	Ok
$\alpha=1,7$ rd	$lo'=5,51$	88,2%	Not

Sucessivamente,

$i_b = 7A$			
$\alpha$	$lo'$	%lon	ineq. (2.33)
$\alpha=0,4$	0,243	3,80%	Ok
$\alpha=0,6$	0,572	9,10%	Ok
$\alpha=0,9$	1,407	22,5%	Ok
$\alpha=1,2$	2,802	44,8%	Ok
$\alpha=1,3$	3,435	54,9%	Ok
$\alpha=1,4$	4,170	66,7%	Ok
$\alpha=1,5$	5,037	80,5%	Ok
$\alpha=1,6$	6,041	96,6%	Not

$i_b = 9A$			
$\alpha$	$lo'$	%lon	ineq. (2.33)
$\alpha=0,4$	0,309	4,90%	Ok
$\alpha=0,6$	0,725	11,6%	Ok
$\alpha=0,8$	1,357	21,7%	Ok
$\alpha=1,0$	2,250	36,0%	Ok
$\alpha=1,2$	3,501	56,0%	Ok
$\alpha=1,3$	4,280	68,4%	Ok
$\alpha=1,4$	5,193	83,0%	Ok
$\alpha=1,5$	6,250	100%	Ok



Portanto, o nível de corrente inicial associado ao indutor ressonante  $lrd$  deverá ser **9A**, de forma a se assegurar a comutação em toda faixa de carga. O intervalo de pré-carga torna-se conhecido:

$$t_1 - t_o = \Delta t = \frac{i_b \cdot lrd}{E(1-a)} = \frac{9 \cdot 10 \mu}{300 \cdot (1-0,3)} = 420 ns \quad (3.35)$$

Normalizando-se o valor desta corrente:

$$\frac{i_b}{E} = \frac{i_b \cdot Z_0}{E} = \frac{9 \cdot 37,8}{300} = 1,15 \quad (3.36)$$

### Determinação dos esforços associados às células:

Interpolando-se os valores para  $i_b$  iguais a **zero** e **1,15** nos diversos ábacos gerados, extrai-se dados referentes ao dimensionamento dos circuitos auxiliares de comutação do braço esquerdo e direito respectivamente.

No ábaco da figura 2.26 determina-se o valor eficaz da corrente nos indutores da célula direita e esquerda .

$$\begin{aligned} \overline{ilrd_{ef}} &= 0,48 pu \therefore ilrd_{ef} = 3,8 A \\ \overline{ilre_{ef}} &= 0,21 pu \therefore ilre_{ef} = 1,65 A \end{aligned} \quad (3.37)$$

No ábaco da figura 2.27 determina-se o valor médio da corrente nos indutores por semi-período, para as células acopladas aos braços direito e esquerdo, respectivamente.

$$\begin{aligned} \overline{ilrd_{md}} &= 0,24 pu \therefore ilrd_{md} = 1,9 A \\ \overline{ilre_{md}} &= 0,08 pu \therefore ilre_{md} = 0,6 A \end{aligned} \quad (3.38)$$

Os valores máximos de corrente de pico repetitivo os quais os dispositivos estarão submetidos, podem ser calculados de acordo com o ábaco da figura 2.25.

$$\begin{aligned} \overline{ilrd_{pk}} &= 1,34 pu \therefore ilrd_{pk} = 10,5 A \\ \overline{ilre_{pk}} &= 0,7 pu \therefore ilre_{pk} = 5,5 A \end{aligned} \quad (3.39)$$

O intervalo de tempo necessário à pré-carga do indutor ressonante pode ser calculado a partir da equação (3.40). É válido lembrar que este cálculo é efetuado apenas para a célula conectada ao braço direito do conversor.

$$w_o \cdot \Delta t_l = w_o \cdot (t_1 - t_0) = \frac{\bar{i}b}{1-a} = 1,64 \quad (3.40)$$

O tempo total de condução das células é um parâmetro importante para o dimensionamento dos autotransformadores, que submetidos à tensão de barramento deverão suportar a mesma por um tempo determinado sem risco de saturá-los. O ábaco da figura 2.24 fornece o intervalo de condução total das células de comutação, para a célula conectada ao braço direito e esquerdo respectivamente.

$$\Delta t_{cd} = (t_4 - t_0) = \frac{6,76}{2 \cdot \pi \cdot f_o} = 2 \mu s$$

$$\Delta t_{ce} = (t_7 - t_5) = \frac{4,11}{2 \cdot \pi \cdot f_o} = 1 \mu s \quad (3.41)$$

As correntes podem ser determinadas para os diversos dispositivos empregando as relações vistas no item 2.9.2, a partir das correntes nos indutores ressonantes.

Lembrando que:

$$i = \bar{i} \frac{E}{Z_o} \therefore i = \bar{i} \frac{300}{38} = 7,9 \bar{i} \quad (3.42)$$

$$v = \bar{v} E \therefore v = 300 \bar{v} \quad (3.43)$$

Valores eficazes de corrente nos interruptores auxiliares:

$$\overline{iSa2_{ef}} = \overline{iSa3_{ef}} = \frac{1-a}{\sqrt{2}} \overline{ilrd_{ef}} = 0,23 pu \therefore iSa2_{ef} = iSa3_{ef} = 1,8 A$$

$$\overline{iSa1_{ef}} = \overline{iSa4_{ef}} = \frac{1-a}{\sqrt{2}} \overline{ilre_{ef}} = 0,10 pu \therefore iSa1_{ef} = iSa4_{ef} = 0,8 A \quad (3.44)$$

Valores médios de corrente nos interruptores auxiliares:

$$\begin{aligned}\overline{iSa2_{md}} = \overline{iSa3_{md}} &= \frac{1-a}{2} \overline{ilrd_{md}} = 0,08 pu \therefore iSa2_{md} = iSa3_{md} = 0,6 A \\ \overline{iSa1_{md}} = \overline{iSa4_{md}} &= \frac{1-a}{2} \overline{ilre_{md}} = 0,03 pu \therefore iSa1_{md} = iSa4_{md} = 0,2 A\end{aligned}\quad (3.45)$$

Valores máximos de corrente de pico repetitivo nos interruptores auxiliares:

$$\begin{aligned}\overline{iSa2_{pk}} = \overline{iSa3_{pk}} &= (1-a) \overline{ilrd_{pk}} = 0,94 pu \therefore iSa2_{pk} = iSa3_{pk} = 7,4 A \\ \overline{iSa1_{pk}} = \overline{iSa4_{pk}} &= (1-a) \overline{ilre_{pk}} = 0,49 pu \therefore iSa1_{pk} = iSa4_{pk} = 3,9 A\end{aligned}\quad (3.46)$$

Idem para os diodos auxiliares:

$$\begin{aligned}\overline{ida2_{pk}} = \overline{ida3_{pk}} &= a \overline{ilrd_{pk}} = 0,40 pu \therefore ida2_{pk} = ida3_{pk} = 3,2 A \\ \overline{ida1_{pk}} = \overline{ida4_{pk}} &= a \overline{ilre_{pk}} = 0,21 pu \therefore ida1_{pk} = ida4_{pk} = 1,6 A\end{aligned}\quad (3.47)$$

Valores médios de corrente nos diodos auxiliares:

$$\begin{aligned}\overline{ida2_{md}} = \overline{ida3_{md}} &= \frac{a}{2} \overline{ilrd_{md}} = 0,04 pu \therefore ida2_{md} = ida3_{md} = 0,3 A \\ \overline{ida1_{md}} = \overline{ida4_{md}} &= \frac{a}{2} \overline{ilre_{md}} = 0,01 pu \therefore ida1_{md} = ida4_{md} = 0,1 A\end{aligned}\quad (3.48)$$

Idem para valores eficazes:

$$\begin{aligned}\overline{ida2_{ef}} = \overline{ida3_{ef}} &= \frac{a}{\sqrt{2}} \overline{ilrd_{ef}} = 0,10 pu \therefore ida2_{ef} = ida3_{ef} = 0,8 A \\ \overline{ida1_{ef}} = \overline{ida4_{ef}} &= \frac{a}{\sqrt{2}} \overline{ilre_{ef}} = 0,05 pu \therefore ida1_{ef} = ida4_{ef} = 0,4 A\end{aligned}\quad (3.49)$$

Deve-se observar que os interruptores empregados possuem tecnologia Mosfet compatíveis com a frequência envolvida. Os diodos auxiliares devem ser do tipo ultra-rápidos, de acordo com as considerações que serão apresentadas no próximo capítulo. Também por razões que serão abordadas no próximo capítulo, houve a necessidade de se isolar o diodo intrínseco do Mosfet auxiliar. Os diodos colocados em série e em paralelo com o respectivo interruptor deverão apresentar os mesmos valores nominais daquele.

Novamente optou-se pelo emprego dos mesmos dispositivos em ambos braços por questões de simplicidade. Assim, o interruptor escolhido foi o

**Mosfet IRF740** da Motorola [32] cujas características principais seguem:  $V_{DS}=400V$ ,  $I_D=10A$ ,  $IDPK=40A$ ,  $R_{DS}=0,55\Omega$ ,  $t_{on}=35ns$ ,  $t_{off}=90ns$ .

Os diodos auxiliares são do tipo **MUR 440** da Motorola [32] "Ultra-Fast", cujos principais parâmetros :  $V_{RRM}=400V$ ,  $I_{FAV}=4A$ ,  $I_{FSM}=70A$ ,  $V_F=1V$ ,  $t_{rr}=75ns$ ,  $t_{fr}=50ns$ .

Os diodos utilizados para se anular o diodo intrínseco do Mosfet auxiliar devem ser "Ultra-fast" e o tipo **MUR 440** é indicado. Entretanto, optou-se por uma economia de recursos com o emprego do diodo **MR854** da Motorola, tipo "Fast" cujas principais características :  $V_{RRM}=400V$ ,  $I_{FAV}=4A$ ,  $I_{FRM}=15A$ ,  $I_{FSM}=45A$ ,  $V_F=1V$ ,  $t_{rr}=300ns$ .

Considerando-se que as perdas de condução da célula são reduzidas, um dissipador com resistência térmica inferior a  $5^{\circ}C/W$  pode ser utilizado na montagem. Será visto no capítulo próximo que existe uma perda de comutação quando da entrada em condução dos interruptores auxiliares, o que conduz à necessidade de um dimensionamento térmico com alguma folga.

#### **Dimensionamento dos autotransformadores:**

O dimensionamento dos autotransformadores pode ser feito através do emprego das seguintes expressões, de acordo como exposto em [1], seguindo-se o critério de restrição à saturação.

$$A_e \cdot A_w = \frac{a \cdot E_{m\acute{a}x} \cdot i_{l_{ef}} \cdot \Delta t_c \cdot 10^4}{K_p \cdot K_w \cdot J \cdot \Delta B} \quad (3.50)$$

$$N_p = \frac{E_{m\acute{a}x} \cdot \Delta t_c}{A_e \cdot \Delta B} \therefore N_s = a \cdot N_p \quad (3.51)$$

$A_e$ : Área da perna central do núcleo

$A_w$ : Área da janela do carretel

$E_{m\acute{a}x}$ : Tensão máxima de barramento, aplicada no primário do autotransformador

*ilref* : Corrente eficaz no secundário do autotransformador igual à corrente eficaz do indutor

*Kp*: Fator de utilização do primário. Normalmente,  $Kp=0,5$

*Kw*: Fator de utilização da área do enrolamento.  $Kw=0,4$

*J*: Densidade de corrente. Usual adotar  $J=300A/cm^2$

*Np*: Número de espiras do enrolamento primário do autotransformador

*Ns*: Idem para o enrolamento secundário

$\Delta B$ : Excursão da densidade de fluxo magnético. Adota-se  $\Delta B=0,12T$

Aplicando-se as relações acima pode-se calcular ambos os autotransformadores. Para o autotransformador da célula direita, tem-se:

$$Ae . Aw = \frac{\alpha . E_{\max} . ilrd_{ef} . \Delta tcd . 10^4}{Kp . Kw . J . \Delta B} = \frac{0,3 . 330 . 3,8 . 2 \mu . 10^4}{0,5 . 0,4 . 300 . 0,12} = 0,9 cm^4 \quad (3.52)$$

Para o autotransformador associado ao braço não crítico:

$$Ae . Aw = \frac{\alpha . E_{\max} . ilre_{ef} . \Delta tce . 10^4}{Kp . Kw . J . \Delta B} = \frac{0,3 . 330 . 1,65 . 1 \mu . 10^4}{0,5 . 0,4 . 300 . 0,12} = 0,3 cm^4 \quad (3.53)$$

O núcleo que atende às especificações acima é o tipo **E-30/14** da Thornton [34] cujos parâmetros são:  $Ae=1,2cm^2$ ,  $Aw=0,85cm^2$ . Por questões de praticidade, resolveu-se adotar o mesmo núcleo para ambos os autotransformadores, estando assim o autotransformador do braço esquerdo dimensionado com bastante folga.

O número de espiras pode ser determinado para o autotransformador do braço crítico:

$$Np = \frac{E_{\max} . \Delta tcd . 10^4}{Ae . \Delta B} = \frac{330 . 2 \mu . 10^4}{1,2 . 0,12} = 45 \therefore Ns = \alpha . Np = 0,3 . 45 = 14 \quad (3.54)$$

Para o braço não crítico:

$$Np = \frac{E_{\text{máx}} \cdot \Delta t_{ce} \cdot 10^4}{Ae \cdot \Delta B} = \frac{330.1\mu \cdot 10^4}{1,2.0,12} = 23 \therefore Ns = a \cdot Np = 0,3.23 = 7 \quad (3.55)$$

Devido ao efeito pelicular, deve-se associar os fios dos enrolamentos em paralelo, quando se opera sob frequências elevada. Assim, o raio de cada condutor deve ser menor que a profundidade de penetração [23], que pode ser calculada segundo a expressão:

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{fs}} = \frac{7,5}{\sqrt{75k}} = 0,02371\text{cm} \quad (3.56)$$

Este raio corresponde ao fio **24AWG**, que apresenta área de seção transversal igual a **0,002077cm<sup>2</sup>**. Assim, em função da densidade de corrente adotada e da corrente total a ser conduzida pode-se calcular o número de condutores a serem associados em paralelo para cada enrolamento.

Para o autotransformador do braço direito:

$$np = \frac{a \cdot \left(\frac{ilrd_{ef}}{J}\right)}{0,002077} = \frac{0,3 \cdot \left(\frac{3,8}{300}\right)}{0,002077} = 2 \text{ fios } \therefore 24 \text{ AWG} \quad (3.57)$$

$$ns = \frac{\frac{ilrd_{ef}}{J}}{0,002077} = \frac{\frac{3,8}{300}}{0,002077} = 6 \text{ fios } \therefore 24 \text{ AWG} \quad (3.58)$$

Para o autotransformador associado ao braço esquerdo:

$$np = \frac{a \cdot \left(\frac{ilre_{ef}}{J}\right)}{0,002077} = \frac{0,3 \cdot \left(\frac{1,65}{300}\right)}{0,002077} = 1 \text{ fio } \therefore 24 \text{ AWG} \quad (3.59)$$

$$ns = \frac{\frac{ilre_{ef}}{J}}{0,002077} = \frac{\frac{1,65}{300}}{0,002077} = 3 \text{ fios } \therefore 24 \text{ AWG} \quad (3.60)$$

## Dimensionamento dos indutores

A determinação do núcleo dos indutores ressonantes, número de espiras e entreferro dos mesmos pode ser realizada por intermédio das seguintes expressões [1]:

$$Ae \cdot Aw = \frac{lr \cdot ilr_{pk} \cdot ilr_{ef} \cdot 10^4}{KwJ \cdot \Delta B} [cm^4] \quad (3.61)$$

$$n = \frac{lr \cdot ilr_{pk} \cdot 10^4}{Ae \cdot \Delta B} \quad (3.62)$$

$$\frac{\delta}{2} = \frac{n^2 \cdot \mu_0 \cdot Ae \cdot 10^{-2}}{2 \cdot lr} [cm] \quad (3.63)$$

Onde:

*n*: Número de espiras do indutor considerado

*Kw*: Fator de utilização da área do enrolamento, *Kw*=0,8 para indutores.

*δ*: Comprimento total do entreferro do núcleo.

*μ<sub>0</sub>*: Permeabilidade magnética do ar, *μ<sub>0</sub>*=4. π. 10<sup>-7</sup> H/m.

Os demais parâmetros já foram definidos previamente.

Para o indutor do braço crítico:

$$Ae \cdot Aw = \frac{lrd \cdot ilrd_{pk} \cdot ilrd_{ef} \cdot 10^4}{KwJ \cdot \Delta B} = \frac{10 \mu 10,5.3,8 \cdot 10^4}{0,8.300.0,12} = 0,15cm^4 \quad (3.64)$$

Para o outro indutor:

$$Ae \cdot Aw = \frac{lre \cdot ilre_{pk} \cdot ilre_{ef} \cdot 10^4}{KwJ \cdot \Delta B} = \frac{10 \mu 5,5.1,65 \cdot 10^4}{0,8.300.0,12} = 0,05cm^4 \quad (3.65)$$

O núcleo adequado é do tipo **E-30/7** da Thornton [34] onde *Ae*=0,6cm<sup>2</sup>, *Aw*=0,8cm<sup>2</sup>. Pelas mesmas razões já expostas adotar-se á o mesmo tipo de

núcleo para ambos indutores, procedimento a favor da segurança e mais prático quando da implementação do protótipo.

Cálculo do número de espiras do indutor ressonante do braço direito:

$$n = \frac{lrd \cdot ilrd_{pk} \cdot 10^4}{Ae \cdot \Delta B} = \frac{10 \mu 10,5 \cdot 10^4}{0,6 \cdot 0,12} = 15 \quad (3.66)$$

Idem para o outro braço:

$$n = \frac{lre \cdot ilre_{pk} \cdot 10^4}{Ae \cdot \Delta B} = \frac{10 \mu 5,5 \cdot 10^4}{0,6 \cdot 0,12} = 8 \quad (3.67)$$

Calculo do entreferro do indutor pertencente ao braço direito:

$$\frac{\delta}{2} = \frac{n^2 \cdot \mu_0 \cdot Ae \cdot 10^{-2}}{2 \cdot lrd} = \frac{15^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,6 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 10 \mu} = 0,8mm \quad (3.68)$$

Idem para o outro indutor:

$$\frac{\delta}{2} = \frac{n^2 \cdot \mu_0 \cdot Ae \cdot 10^{-2}}{2 \cdot lre} = \frac{8^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,6 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 10 \mu} = 0,3mm \quad (3.69)}$$

Utiliza-se os mesmos números de fios em paralelo calculados para os enrolamentos secundários dos autotransformadores, uma vez que estão dispostos em série.

Para o indutor do braço direito:

$$n = 6 \text{ fios} \therefore AWG 24$$

Para o indutor do braço esquerdo:

$$n = 3 \text{ fios} \therefore AWG 24$$

### 3.3-3 Diagrama completo do Conversor :

Um protótipo de laboratório foi implementado, a partir dos valores obtidos de projeto, com o objetivo de verificar o atendimento às especificações estabelecidas. Seguem-se os diagramas dos estágios de entrada e de potência, respectivamente.



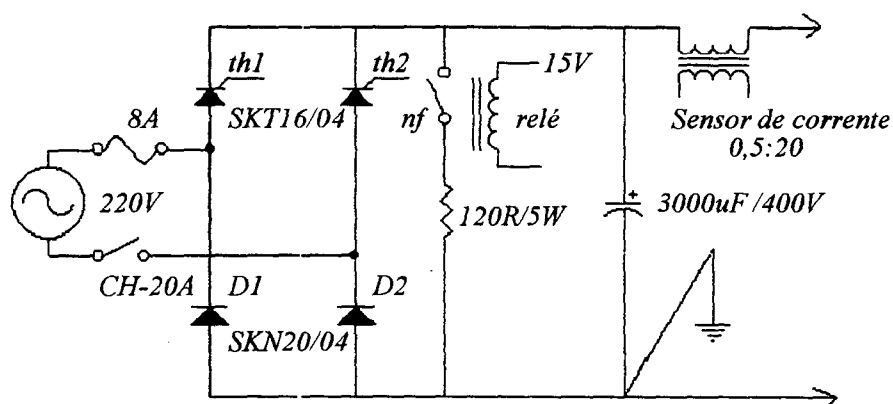


Figura 3.4. Diagrama do estágio de entrada

### 3.4- Conclusões:

Neste capítulo, foi apresentada em detalhes a metodologia desenvolvida para projeto dos circuitos auxiliares de comutação quando associados ao conversor do tipo "Full-Bridge". Determinou-se em função das especificações de projeto e das condições de operação previamente analisadas, todos os componentes integrantes da célula de comutação, aplicada a cada um dos braços do conversor.

Posteriormente, procedeu-se ao dimensionamento do conversor propriamente dito lançando-se mão do processo clássico. Foi utilizado um circuito equivalente para fins de elucidação. Finalmente, conhecendo-se todos os dispositivos a serem utilizados, elaborou-se um circuito esquemático completo dos estágios de entrada e de potência do conversor.

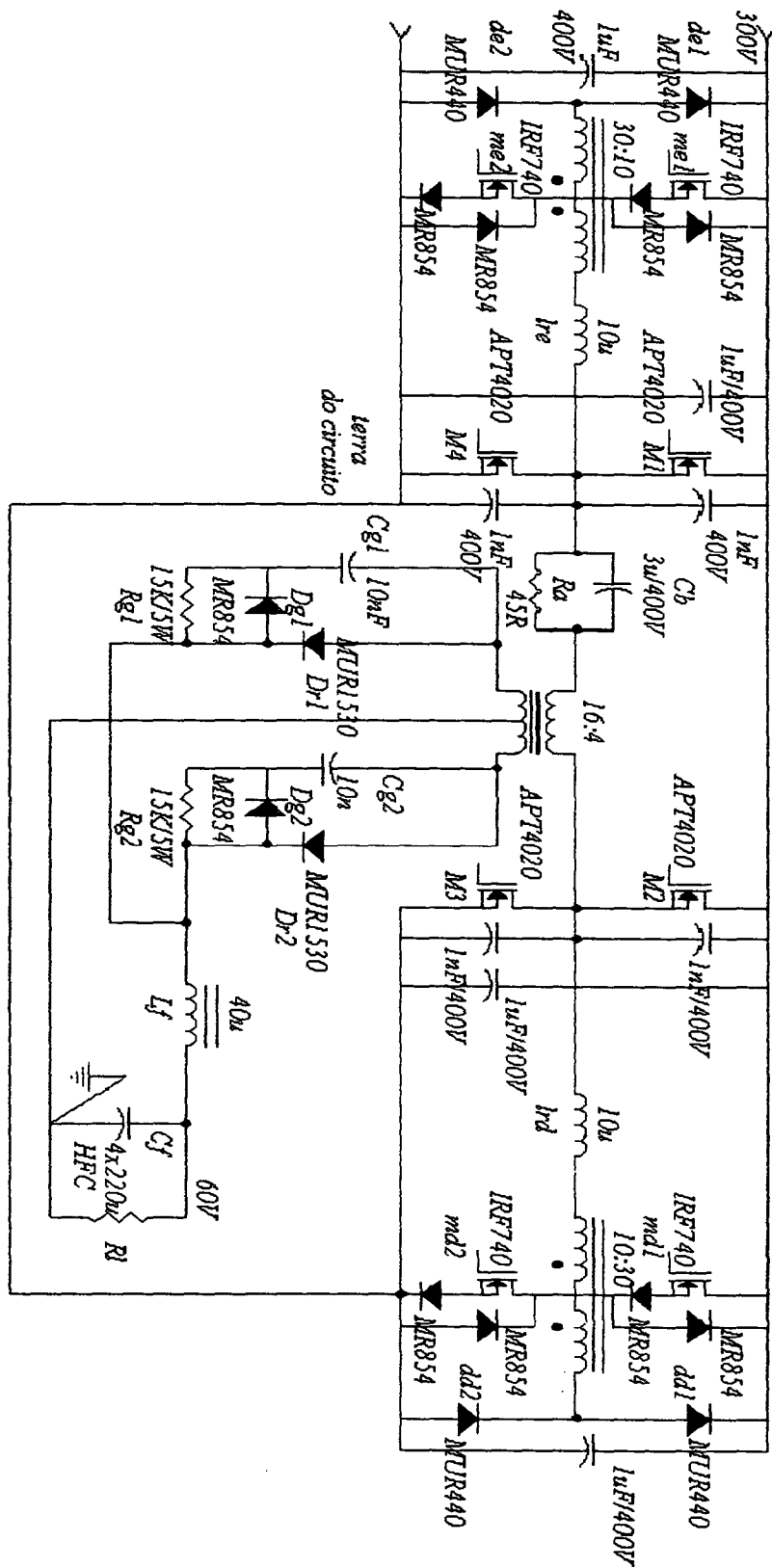


Figura 3.5. Diagrama completo do estágio de potência

## CAPÍTULO IV

### SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS

#### 4.1-Introdução:

A metodologia de projeto desenvolvida nos capítulos anteriores está baseada em análises matemáticas de modelos idealizados. Embora um tanto detalhada, esta análise contém um conjunto de aproximações que podem de alguma forma não representar o real funcionamento da estrutura.

Assim, pretende-se neste capítulo realizar-se um estudo por simulação computacional, com o objetivo de se verificar a validade dos valores encontrados através da metodologia de projeto e principalmente pesquisar-se fenômenos não contemplados pela análise matemática, devido às idealidades dos modelos utilizados.

Tendo-se em vista este aspecto, procurou-se elaborar um circuito para simulação o mais próximo possível das reais condições de operação, levando-se em consideração as características elétricas dos componentes utilizados, circuitos das chaves controladas por tensão, circuitos de "driver" e elementos parasitas inerentes ao circuito. Este procedimento conduziu a resultados bastante consonantes com os obtidos na prática.

Os resultados obtidos por simulação numérica são subsídios muito importantes para o projetista, uma vez que permitirá prever-se uma série de fenômenos que ocorrerão quando da implementação do protótipo em laboratório. Da mesma forma, os resultados de simulação deverão confirmar aqueles encontrados pelo projeto, reduzindo-se os ajustes de bancada.

#### 4.2-Resultados de simulação:

Com o emprego do "software" simulador de circuitos eletrônicos *PSpice*, procedeu-se às análises a seguir.

#### Comutação dos interruptores principais:

A figura 4.1 mostra o comportamento da tensão e corrente sobre um interruptor de potência pertencente ao braço direito do conversor, atestando a natureza da comutação esperada. Observe-se que nenhum "stress" de tensão ocorre sobre o mesmo. O valor adicional de corrente, necessário à pré-carga do indutor, é compatível com o nível calculado.

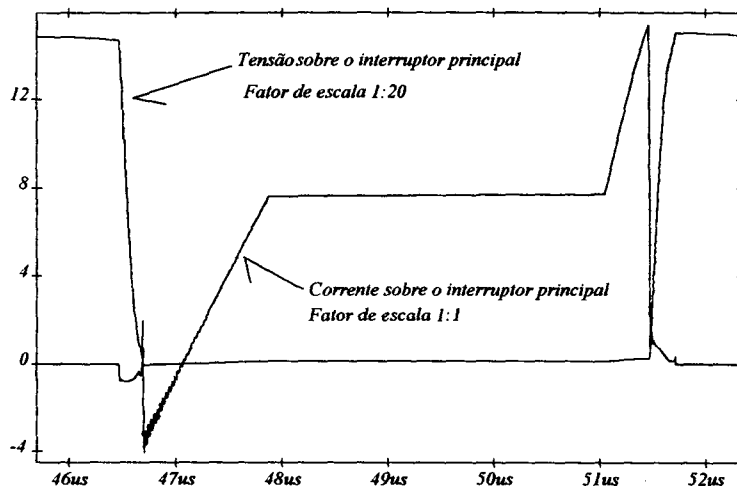


Fig. 4.1. Comutação do interruptor principal associado ao braço crítico

A comutação dos interruptores do braço esquerdo não apresenta qualquer nível adicional de corrente ou tensão, como pode ser verificado na figura 4.2.

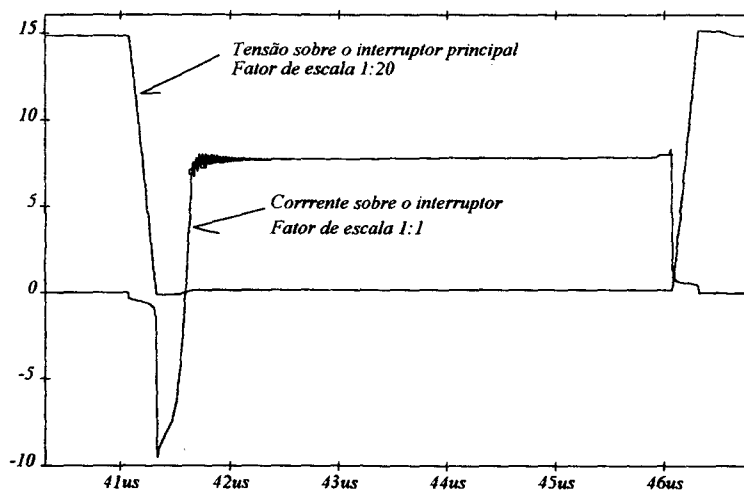


Fig. 4.2. Comutação do interruptor do braço esquerdo

### Comutação dos interruptores auxiliares:

A entrada em condução de um dispositivo que comuta segundo a característica "ZCS" é algo dissipativa, pois esta se realiza com a descarga da capacitância intrínseca associada ao componente. Entretanto, sendo esta capacitância pequena, as perdas de comutação podem ser desconsideradas.

A corrente de descarga desta capacitância não pode ser avaliada por medições diretas, pois este componente não existe fisicamente. Entretanto, a disposição dos interruptores auxiliares em um mesmo braço faz com que estas capacitâncias estejam associadas em série sob um mesmo barramento de corrente contínua. Assim, a corrente de descarga fluirá pelo ramo do circuito, sendo mensurável externamente. A figura 4.3 ilustra o processo.



Fig. 4.3. Corrente de descarga das capacitâncias intrínsecas

A figura 4.4 comprova o fenômeno e pode-se evidenciar o pico de corrente resultante. Outro fator associado ao tempo de recuperação do diodo intrínseco, contribui para o aumento deste nível de corrente. São mostradas também as correntes no diodo e interruptor auxiliares de mesmo braço.

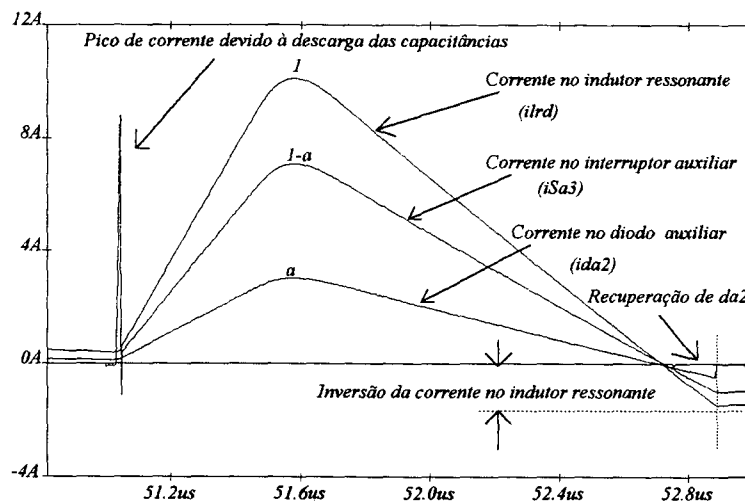


Fig. 4.4. Correntes na célula

Pode-se notar uma inversão significativa na corrente do indutor ressonante, em ambos os braços. Este fenômeno se deve ao processo de recuperação do diodo auxiliar, que ao fazê-lo mantém tensão resultante sobre o indutor ressonante que faz com que sua corrente torne-se negativa. A partir deste instante, o autotransformador não mais induz tensão no circuito o que permitirá a circulação de um nível indesejável de reativos. Estes tendem a se reduzir através da própria constante R-L do circuito.

Estas correntes reativas circulantes sobrecarregam os interruptores principais, gerando mais perdas por condução tanto naqueles como no próprio circuito auxiliar. Esta situação um tanto indesejável é inerente à própria operação do circuito e apenas poderia ser evitada com o emprego de diodos auxiliares com tempos de recuperação nulos, o que é uma impossibilidade tendo-se em vista o atual estágio da Tecnologia.

A figura 4.5 contempla o fenômeno, indicando as etapas adicionais conseqüentes a partir do instante da inversão da corrente no indutor ressonante. Observe-se que sendo a corrente de magnetização do autotransformador mínima frente às demais, ela não toma parte no processo, mantendo-se constante. A desmagnetização do autotransformador só se dará no próximo semi-ciclo de operação da célula, pois ao final da recuperação do diodo o autotransformador é curto-circuitado pelo outro diodo, a fim de se manter o equilíbrio dos fluxos no seu interior.

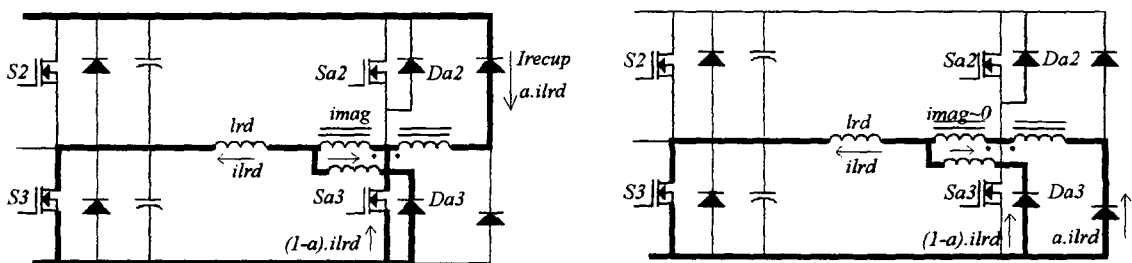


Fig. 4.5. Etapas decorrentes da recuperação do diodo

A partir deste instante estabelece-se um nível circulante de reativos confinados entre o braço do conversor e o respectivo circuito auxiliar, que pode ser estimado segundo a expressão:

$$ilro = \frac{aE}{lr} \cdot trr \quad (4.1)$$

$i_{lro}$ : Corrente confinada

$I_r$ : Indutor ressonante considerado

$t_{rr}$ : tempo de recuperação reversa do diodo auxiliar

A rigor, este valor deveria ser adicionado à corrente eficaz das chaves principais, que normalmente sendo dimensionadas com um fator de segurança adequado, não se faz necessário. É válido lembrar que todo este processo significa perdas de condução em todo o circuito. A figura 4.6 ilustra o detalhe da recuperação do diodo e a inversão da corrente no indutor ressonante.

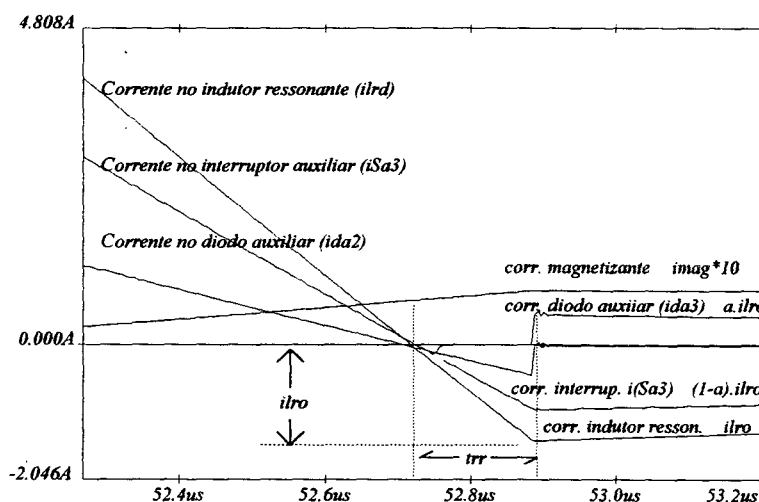


Fig. 4.6. Detalhe da recuperação do diodo.

Em suma, o processo de recuperação do diodo auxiliar leva ao aparecimento de reativos circulantes na célula, que ficam confinados. Quando do bloqueio de um dos diodos em anti-paralelo com o interruptor, surge um pico de corrente que se adiciona àquele devido à descarga das capacitâncias intrínsecas, tornando a entrada em condução dos interruptores auxiliares um tanto dissipativa.

Decorre desta análise a necessidade de se empregar Mosfets com diodos intrínsecos rápidos, com o intuito de se diminuir o pico de corrente resultante quando do seu bloqueio, que ocorrerá no próximo semi-ciclo de operação da célula. Assim, optou-se pelo emprego de diodos em antiparalelo com os interruptores auxiliares de tal forma a se anular os diodos intrínsecos dos Mosfets utilizados.

Finalmente, a figura 4.7 ilustra a característica de comutação "ZCS" dos interruptores auxiliares, embora haja algumas perdas de comutação pertinentes à entrada em condução dos mesmos. Note-se que a abertura é totalmente não dissipativa, uma vez que é realizada quando da condução do diodo em anti-paralelo com o dispositivo.

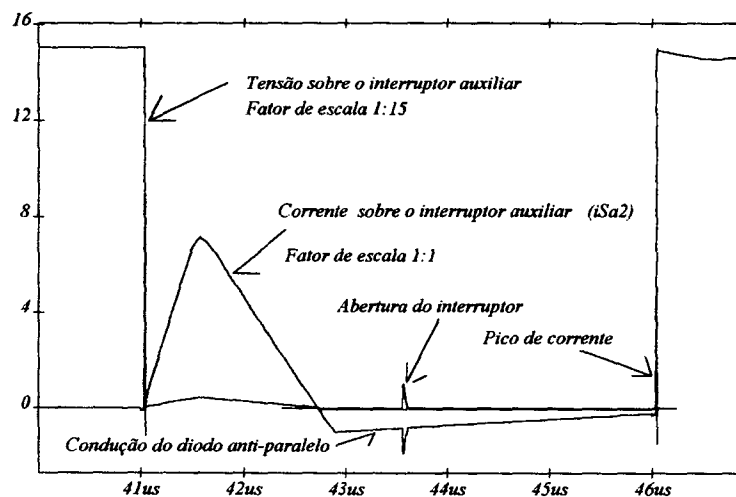


Fig. 4.7. Comutação dos interruptores auxiliares

### Comutação dos diodos auxiliares:

Pode-se verificar que a comutação dos diodos auxiliares com exceção do intervalo de recuperação, é totalmente não dissipativa do tipo "ZCS". Os níveis decorrentes da análise anterior podem ser observados.

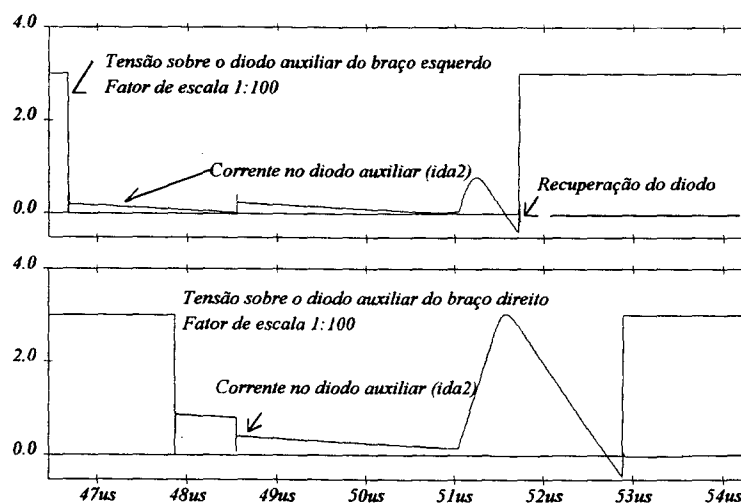


Fig. 4.8. Comutação os diodos auxiliares



### Tensão nos autotransformadores:

Esta verificação é muito importante, pois comprova o equacionamento realizado.

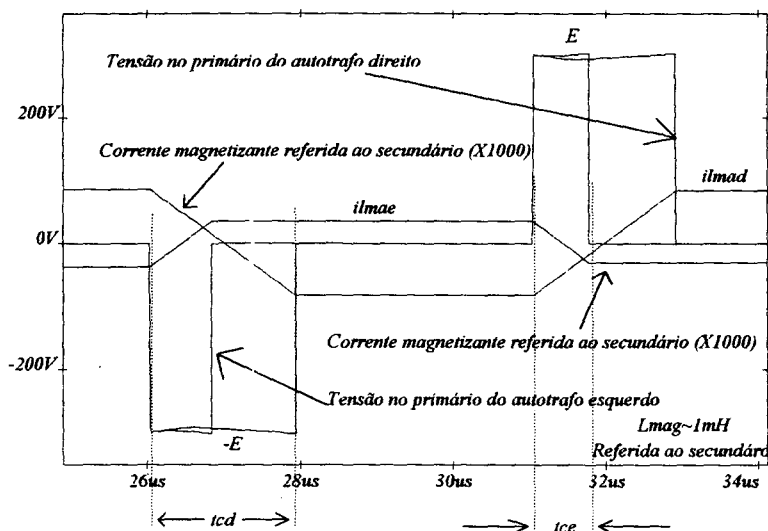


Fig. 4.9. Tensões e correntes magnetizantes associadas aos autotransformadores

O nível de corrente magnetizante referido ao secundário pode ser estimado de acordo com as seguintes expressões:

$$ilmae = \frac{a \cdot E \cdot \Delta tce}{2 \cdot Lm}$$

$$ilmad = \frac{a \cdot E \cdot \Delta tcd}{2 \cdot Lm}$$

Onde :  $Lm = \frac{Ns^2}{R}$ ,  $R$ : Relutância do caminho magnético.

### Comutação dos diodos retificadores de saída:

Os diodos retificadores comutam de forma suave, entretanto o processo de recuperação reversa dos mesmos associado às indutâncias do circuito, causa oscilações com o surgimento de sobretensões e perdas no chaveamento. Decorre desta análise a necessidade de se empregar circuitos grampeadores para proteção dos diodos retificadores.

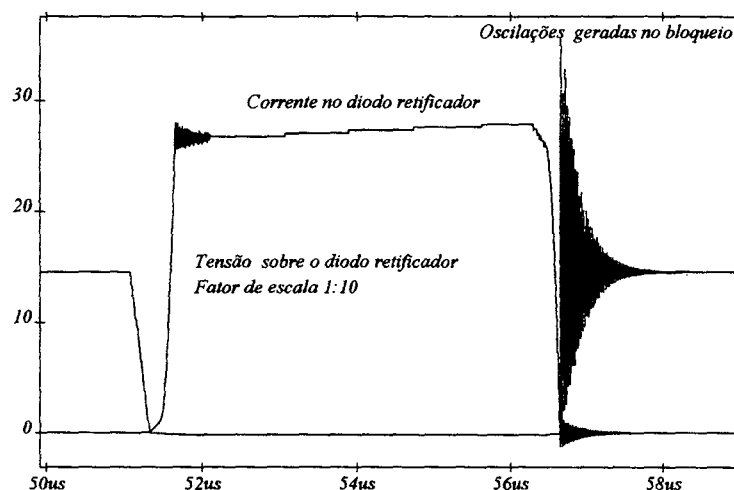


Fig. 4.10. Comutação dos diodos retificadores

### Transferência do conversor do estado passivo para o ativo:

Os resultados de simulação indicaram que no instante do grampeamento da corrente no primário, estabelece-se uma tensão sobre a ponte retificadora. Embora surjam oscilações devido ao processo de regeneração dos diodos retificadores inicialmente em roda-livre, o filtro passivo se encarrega de "suavizar" a tensão sobre a carga.

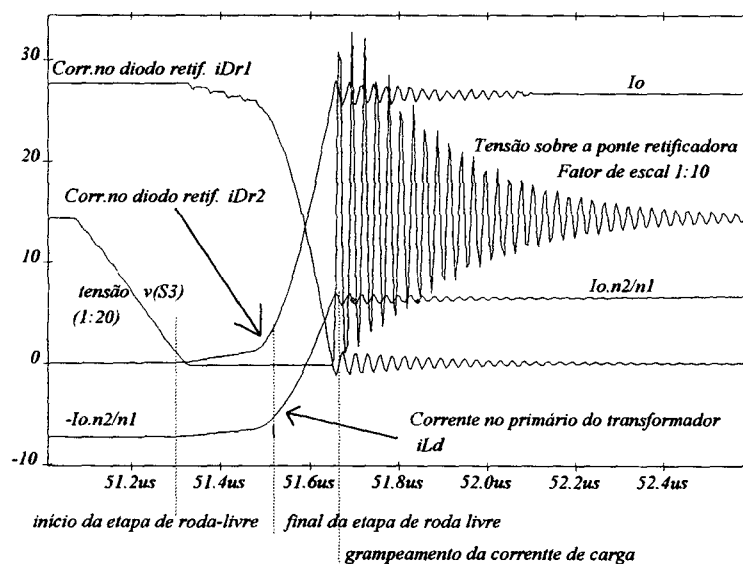


Fig. 4.11. Detalhe da transferência do estado passivo para o ativo

### Transferência do conversor do estado ativo para o passivo:

Deve-se ressaltar neste processo que a tensão sobre a carga acompanha a evolução ressonante das tensões sobre os capacitores de

comutação, pois a corrente de carga está grampeada até o final desta etapa, quando então a ponte de diodos entra em roda livre. Observe-se que devido às indutâncias parasitas presentes no circuito, os diodos retificadores não assumem imediatamente metade da corrente de carga cada um, no início da roda livre.

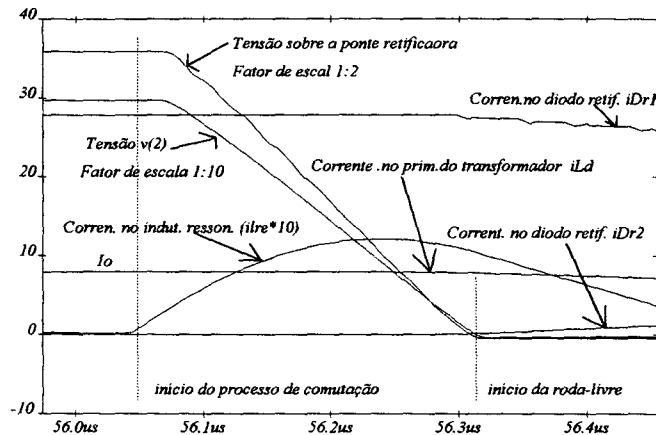


Fig. 4.12. Transferência do conversor do estado ativo para o passivo

### Razão cíclica:

A característica fundamental deste conversor refere-se à relação de ganho estático que proporciona, sendo praticamente idêntica à obtida no conversor PWM com comutação dissipativa [30]. A figura 4.13 evidencia a ausência de perda de razão cíclica efetiva sobre a carga para corrente de carga nominal. Desta forma, ao final da comutação dos interruptores principais, a tensão se estabelece sobre a carga.

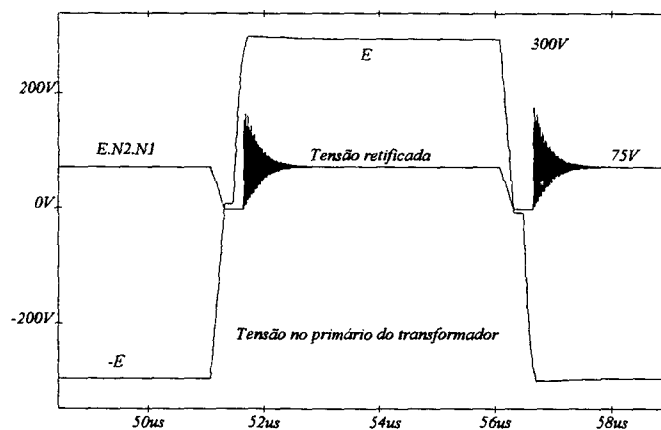


Fig. 4.13. Tensão no primário e secundário do transformador

### Detalhe da comutação do braço crítico:

Uma análise detalhada do processo de comutação envolvendo o braço direito é apresentada a seguir. Basicamente se observa o intervalo de pré-carga do indutor ressonante seguido da etapa ressonante na qual toma parte a indutância de dispersão de transformador. Ao final desta, o diodo intrínseco do Mosfet ( S3 ) assume a diferença entre a corrente de desmagnetização e corrente de carga. Como anteriormente discutido, pode-se verificar os efeitos da recuperação do diodo auxiliar.

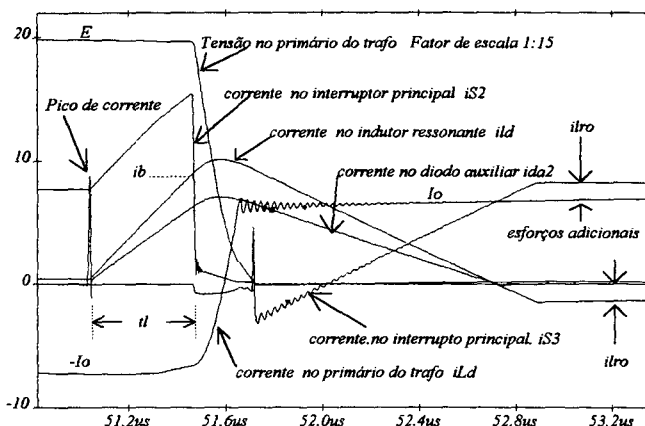


Fig. 4.14. Detalhe da comutação do braço crítico

#### Detalhe da comutação do braço não crítico:

Esta análise visa detalhar o processo de comutação envolvendo o braço esquerdo do conversor. Tal comutação tem a corrente de carga a seu favor, que se mantém constante durante o intervalo. Ao término do processo, o diodo intrínseco do Mosfet ( S4 ) assume as correntes de carga e desmagnetização do indutor ressonante.

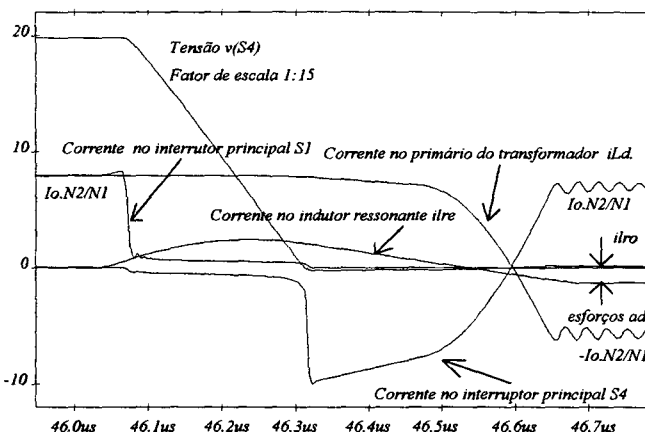


Fig. 4.15 Detalhe da comutação do braço não crítico

#### Níveis de corrente em ambas as células:

Do equacionamento realizado, constatou-se que os esforços associados a cada um dos circuitos auxiliares diferem pelo nível de corrente inicial do indutor ressonante. A figura abaixo mostra a tensão alternada no primário do transformador e as correntes nos indutores ressonantes necessárias à realização das comutações.

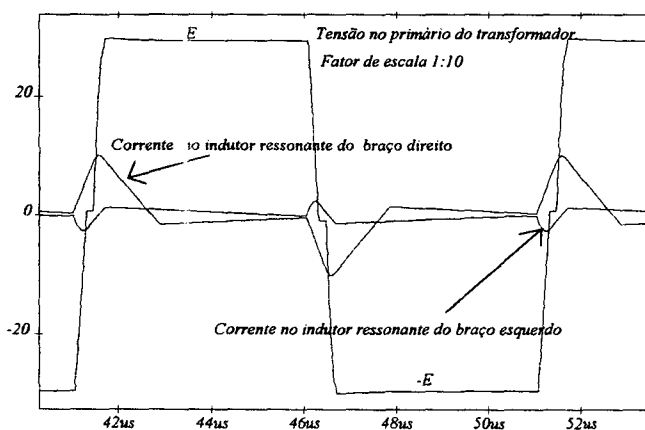


Fig. 4.16 Comparação entre os níveis de corrente circulante nas células para potência nominal.

#### Análise da corrente de carga sobre os esforços resultantes :

Esta simulação comprova a relação entre a corrente de carga e os esforços decorrentes. Pode-se observar para ambos os circuitos de comutação que os níveis de corrente se tornam mais elevados quando da operação a vazio, o que comprova o estudo teórico realizado. Da mesma forma, os tempos de condução dos elementos magnéticos da célula são maiores.

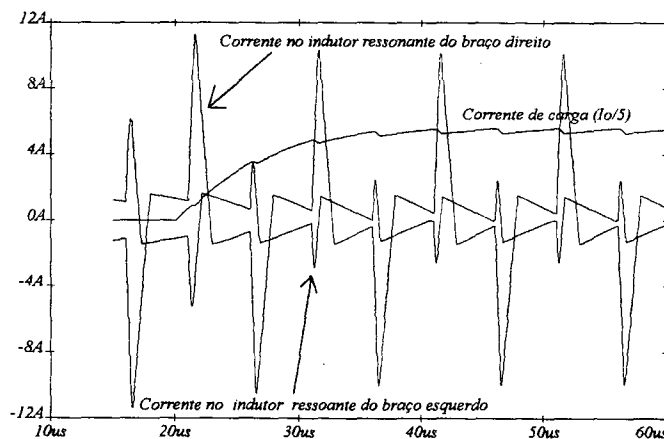


Fig. 4.17. Níveis de corrente em função da potência solicitada

#### Determinação do nível de pré-carga:

Para efeitos de comprovação, simulou-se a comutação do braço crítico para várias correntes de carga, chegando-se à conclusão portanto, da adequada operação do conversor para qualquer condição de funcionamento, seja a vazio ou sobrecarregado.

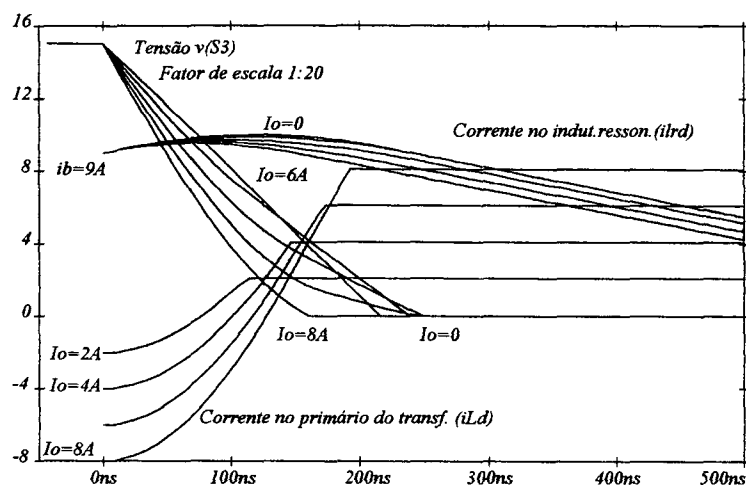


Fig. 4.18. Comutação do braço crítico para qualquer carregamento

#### 4.3-Conclusões:

Neste capítulo, comprovou-se por simulação numérica a validade da metodologia desenvolvida, que se revelou adequada tendo-se em vista que as suas imprecisões podem ser compensadas a partir de ajustes de bancada.

As simulações computacionais revelaram alguns fenômenos indesejáveis que tendem a reduzir a eficiência da topologia proposta, no que diz respeito à circulação de reativos e conseqüências decorrentes.

Foi verificado um nível de pré-carga ( $i_b$ ) adequado à operação da célula.

## CAPÍTULO V

### PROJETO DOS CIRCUITOS DE COMANDO E PROTEÇÃO

#### 5.1-Introdução:

Este capítulo apresenta os circuitos de comando do conversor, com o objetivo de controlar em malha aberta o fluxo de potência na carga através de um controle do tipo PWM (Modulação por largura de pulso). Os circuitos necessários à realização do "Tiristor Dual" e proteção de sobre-corrente também serão indicados.

Sendo a estrutura apresentada do tipo ponte completa, o sinal PWM será obtido a partir da defasagem entre os sinais de comando dos interruptores diagonalizados., conforme figura 5.1. Deve-se ficar claro que o sinal PWM resultante é proporcional a esta defasagem. Os pulsos de comando dos interruptores auxiliares se encontram indicados na mesma figura.

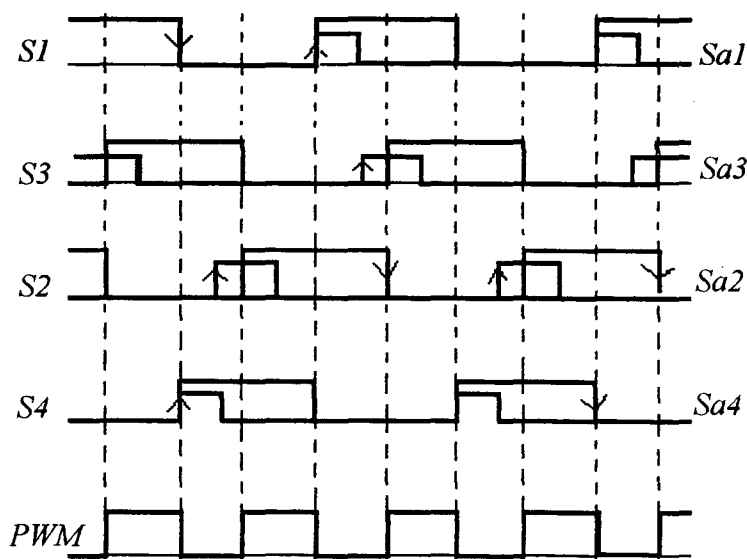


Fig. 5.1. Sinais de comando

Outro aspecto a ser considerado refere-se à ausência de tempos mortos entre os comandos dos interruptores de um mesmo braço. Tendo em vista que as comutações dos interruptores principais ocorrem sob zero de tensão, a utilização destes no modo "tiristor dual" favorece a elaboração de um projeto do

comando extremamente simples, haja vista que não há a necessidade de se implementar circuitos auxiliares para a geração de tempos mortos.

### 5.2-Princípio de operação:

O circuito de comando proposto se encontra representado esquematicamente na figura 5.2, sob a forma de diagramas de blocos. Segue-se o princípio de operação de cada um destes:

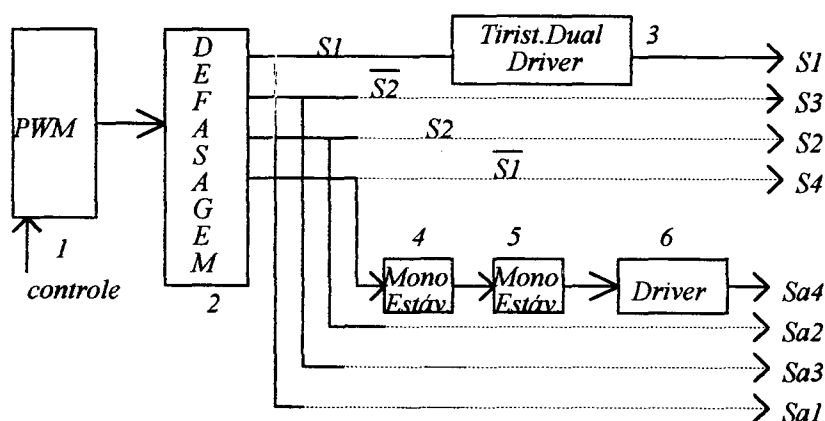


Fig. 5.2. Diagrama lógico do comando.

**Bloco 1:** Este bloco é implementado por circuitos convencionais que geram um sinal de frequência constante mas de razão cíclica variável função de uma tensão de controle.

**Bloco 2 :** Compõe-se de circuitos lógicos que geram a partir de um sinal PWM a defasagem necessária ao comando dos interruptores diagonalizados. Também realiza os comandos complementares que habilitam os interruptores de um mesmo braço [7].

**Bloco 3 :** Comporta os circuitos do tiristor dual responsável pela operação ZVS e "driver" que compatibiliza o sinal gerado pelo circuito lógico com o nível necessário à habilitação do respectivo interruptor.

**Bloco 4 :** Os circuitos associados aos blocos 4 e 5 são responsáveis pela geração dos pulsos de comando dos interruptores auxiliares. Como estes pulsos apresentam menor duração em relação aos principais, utiliza-se



circuitos monoestáveis que são gatilhados pelos próprios sinais de comando enviados aos interruptores principais. Os interruptores associados ao braço direito têm no seu comando uma defasagem adicional devido à pré-carga do indutor ressonante, que será implementada com a utilização do primeiro circuito monoestável. Este atua para as transições negativas dos pulsos de comando principais.

**Bloco 5:** O segundo circuito monoestável utilizado é responsável pelo intervalo de condução dos interruptores auxiliares. O circuito é gatilhado quando ocorre a transição positiva dos pulsos de comando daqueles interruptores.

**Bloco 6 :** Os circuitos de "driver" dos interruptores auxiliares não implementa o tiristor dual, pois a entrada em condução destes é realizada sob tensão. Devido à característica de comutação esperada para este interruptor ( ZCS ) tão logo a corrente no mesmo chegue a zero, o circuito de comando deve desabilitá-lo. Desta forma, gera-se um tempo morto entre os comandos dos interruptores auxiliares eliminando-se qualquer possibilidade de ocorrência de curto-circuito de braço.

A lógica de comando dos circuitos monoestáveis utiliza a transição negativa dos pulsos aplicados aos interruptores principais, solução adotada devido à necessidade de se gerar antecipadamente os pulsos de comando dos interruptores auxiliares dispostos no braço do conversor direito. A duração destes pulsos é determinada pela atuação de um segundo monoestável disposto em série cujo gatilhamento ocorre quando da transição positiva do pulso de comando do respectivo interruptor auxiliar. Vide figura 5.1.

Deve-se ressaltar que o tempo mínimo de condução dos interruptores auxiliares é determinado pelo intervalo de condução total da célula, calculado no capítulo 3. Esta condição se faz necessária a fim de se garantir a comutação ZCS dos respectivos interruptores. Um intervalo maior pode ser adotado, com o devido cuidado de se incluir um tempo morto.

O circuito prático implementado no uso destas considerações, lança mão de dispositivos que permitam o ajuste em bancada. Assim, os circuitos monoestáveis empregados têm suas constantes de tempo continuamente ajustáveis por meio de potenciômetros de precisão.

### 5.3-Circuito completo:

Por razões óbvias o circuito de comando será representado por partes. Na figura 5.3 encontra-se o circuito que realiza a defasagem entre os sinais de comando a partir de um sinal PWM controlado por uma tensão de referência. Optou-se pelo emprego de uma proteção adicional que suprime qualquer sinal de habilitação sobre os interruptores quando da atuação da proteção principal, conectada no pino 10 do integrado 3525.

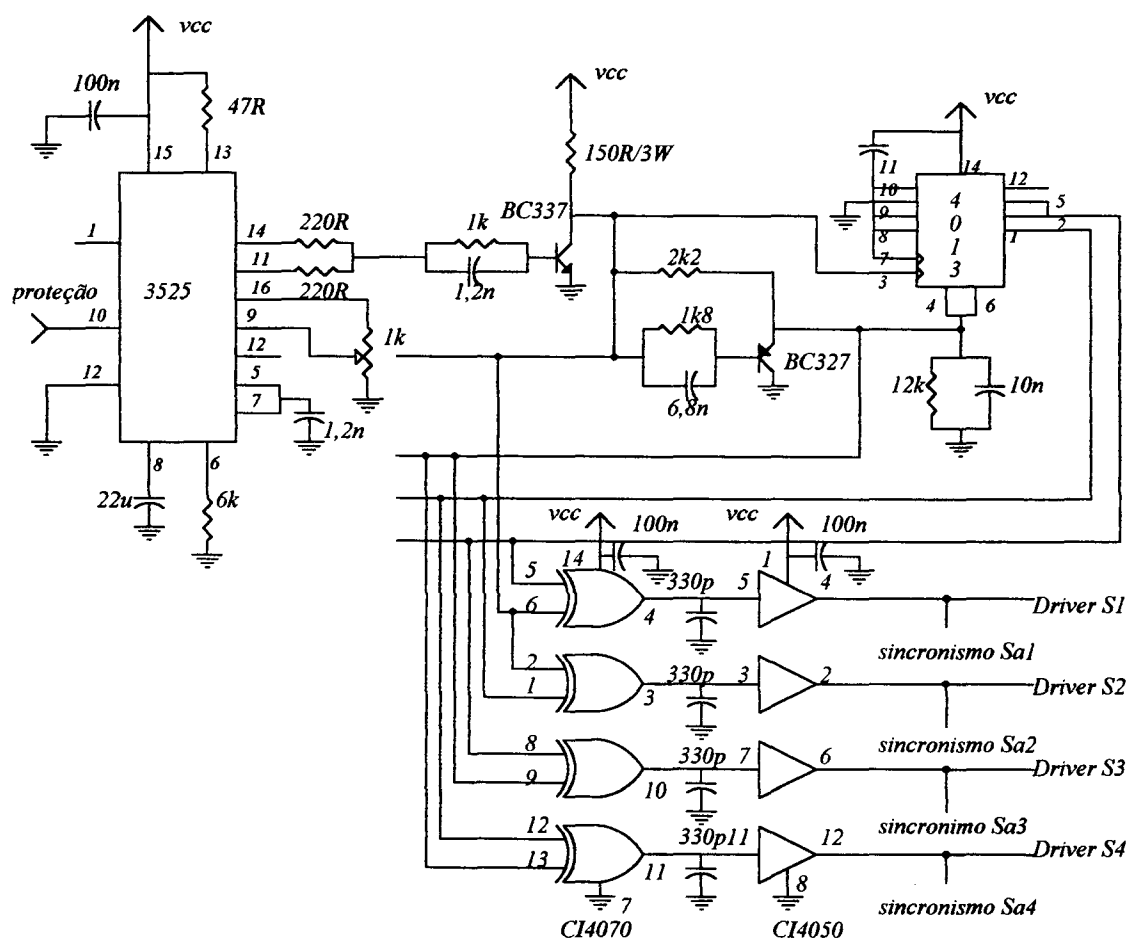


Fig. 5.3. Circuito que gera a lógica para o comando dos interruptores principais.

Os sinais obtidos a partir desta lógica serão conduzidos aos "drivers" dos interruptores principais. Na figura 5.4 encontra-se a implementação do tiristor dual e respectivo circuito de "driver".

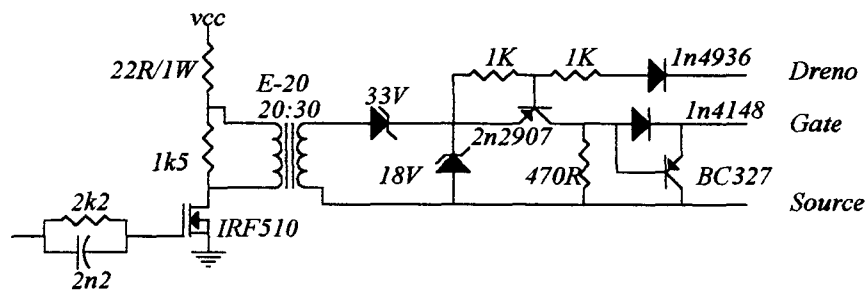


Fig. 5.4. Tiristor dual e circuito de "driver" para um dos interruptores principais.

Os sinais de comando dos interruptores auxiliares são sincronizados a partir dos sinais enviados aos interruptores principais, processados pelos monoestáveis e os níveis resultantes são entregues aos circuitos de "driver", conforme figura 5.5.

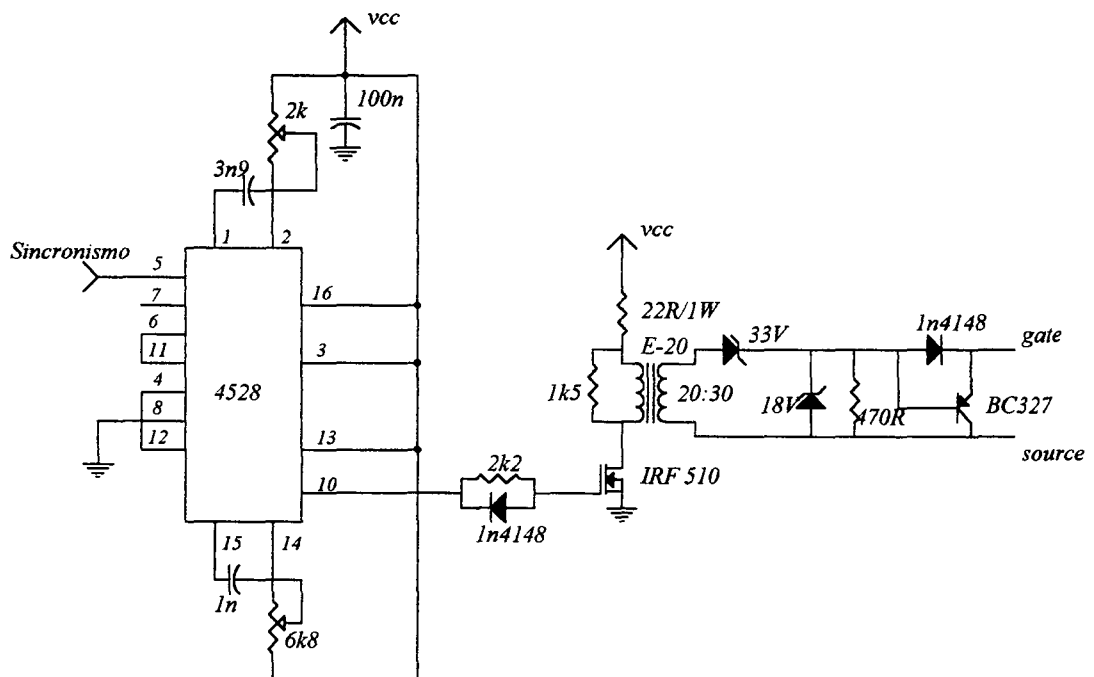


Fig. 5.5. Comando de um interruptor auxiliar.

Finalmente, apresenta-se os circuitos de proteção de sobre-corrente [1] e fonte auxiliar, na figura 5.6.

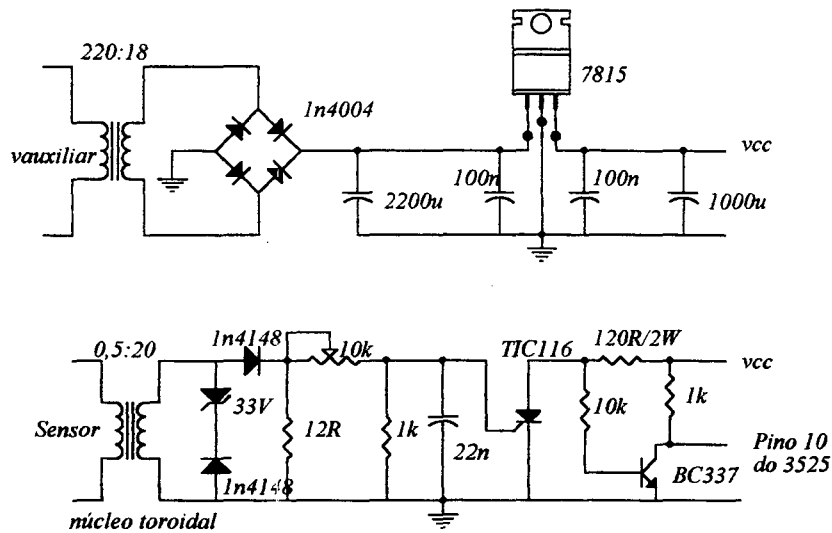


Fig. 5.6. Fonte auxiliar e proteção contra sobre-corrente.

#### 5.4- Conclusões:

Neste capítulo, foram apresentados os circuitos de comando do conversor proposto. Os circuitos auxiliares, como proteção de sobre-corrente e fonte de alimentação auxiliar foram referenciados, considerando-se que um projeto detalhado não se inclui nos objetivos deste trabalho.

A utilização dos interruptores no modo tiristor dual facilitou sobremaneira o projeto do circuito de comando em questão, uma vez que não houve a necessidade de se calcular os tempos de entrada em condução dos interruptores, pois estes conduzem espontaneamente quando devidamente habilitados e a tensão entre seus terminais for aproximadamente zero.

Os interruptores operando no modo tiristor dual atuam auto-protegidos, evitando qualquer possibilidade de ocorrência de curto-circuito de braço, o que aumenta a confiabilidade da unidade.

O comando dispõe de recursos que permitem o ajuste em bancada dos tempos de condução dos interruptores auxiliares, permitindo um certo grau de liberdade na determinação das grandezas relacionadas à operação da célula.

Embora o ajuste em bancada permita a operação adequada do conversor como realmente se constatou, os parâmetros do circuito de

comando, principalmente com relação aos circuitos monoestáveis, são dependentes de fatores externos tais como a temperatura e precisão dos potenciômetros utilizados.

Tais fatores, aliados ao fato de que os tempos de ajuste são da ordem de nanosegundos, tornam este comando inadequado quando em regime dinâmico de operação. Portanto, novas soluções devem ser pesquisadas para a implementação de um comando que opere em malha fechada.

## CAPÍTULO VI

### RESULTADOS EXPERIMENTAIS

#### 6.1- Introdução:

Este capítulo apresenta os resultados obtidos a partir de um protótipo implementado em laboratório, tomando-se por base o projeto realizado no capítulo 3 e os resultados de simulação do capítulo 4

Dentre os diversos resultados obtidos, são considerados mais relevantes aqueles que demonstram a natureza das comutações dos interruptores ativos e passivos, o regime permanente de operação do conversor, a característica de transferência de potência e o rendimento.

Segue-se portanto, as formas de ondas obtidas por intermédio de aquisição digital via osciloscópio do tipo TEKTRONIX 2430A. O protótipo construído opera a potência nominal (1500W) em frequência de 75kHz.

#### 6.2-Aquisições digitais:

##### Formas do onda sobre os interruptores principais:

Nas formas de onda indicadas nas próximas figuras, verifica-se a característica principal deste conversor, a comutação "ZVS". Nenhum valor adicional de tensão é imposto sobre os interruptores. Portanto, constata-se a adequada operação da célula de comutação quando associada ao conversor em ponte completa. A figura 6.1 ilustra as formas de tensão e corrente obtidas para o braço direito.

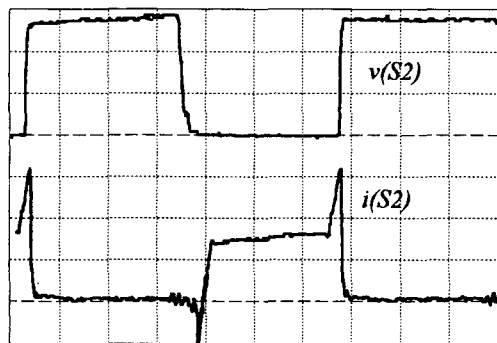


Fig. 6.1. Comutação dos interruptores ativos do braço direito.  
(100V/div, 5A/div, 2 $\mu$ s/div)

Para a comutação do braço esquerdo, a aquisição se encontra na figura 6.2.

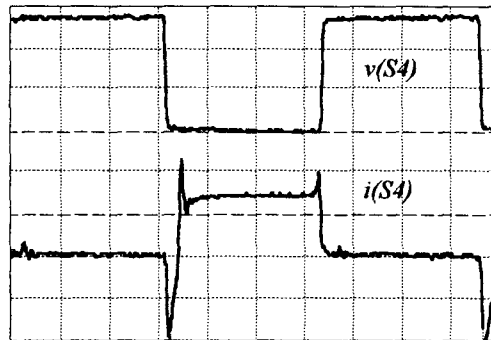


Fig. 6.2. Comutação do braço esquerdo. (100V/div, 5A/div, 2u/div)

O bloqueio dos interruptores principais é relativamente dissipativo, pois a abertura dos mesmos é realizada sob corrente de carga. Daí a necessidade de se incluir capacitores em paralelo, de forma que atuem como circuitos "Snubbers", que atrasam o crescimento da tensão enquanto o Mosfet se bloqueia. Na figura 6.3 o detalhe da abertura de um dos interruptores do braço ativo. Perceba-se o nível adicional de corrente.

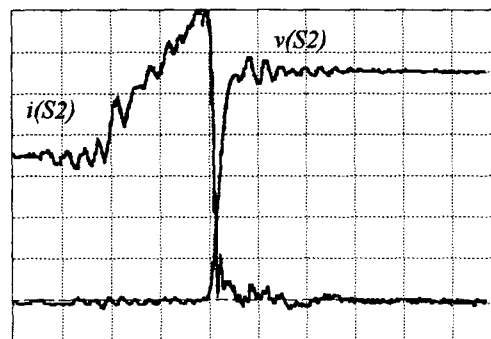


Fig. 6.3. Bloqueio do interruptor do braço crítico 50V/div, 2A/div, 200ns/div

Na figura 6.4, o detalhe da abertura de um dos interruptores do braço esquerdo. O nível de corrente adicional se deve à dificuldade de um ajuste preciso no circuito de comando.

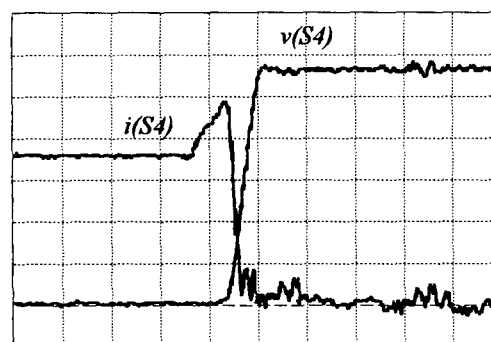


Fig. 6.4. Bloqueio do Mosfet do braço esquerdo (50V/div, 2A/div, 200ns/div)

### Formas de onda sobre os interruptores auxiliares:

A entrada em condução destes dispositivos é acompanhada por um pico de corrente, que a torna dissipativa. A figura 6.5 mostra em detalhes o fenômeno para um dos interruptores auxiliares do braço esquerdo operando a vazio. Para o outro braço, ocorre o mesmo fenômeno.

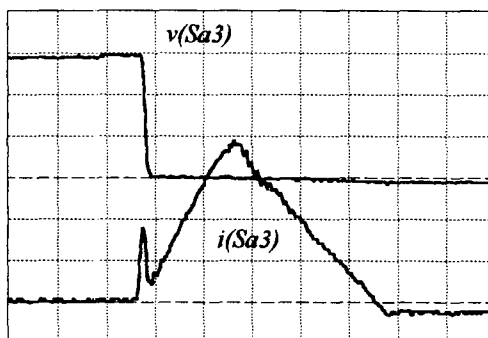


Fig. 6.5. Entrada em condução do interruptor auxiliar  
(100V/div, 1A/div, 200ns/div)

A comutação do tipo "ZCS" para os interruptores auxiliares é alcançada uma vez que a abertura se faz com corrente nula, ou seja, durante a condução do diodo intrínseco do próprio dispositivo. Vide figura 6.6, relativa à comutação dos interruptores do braço direito.

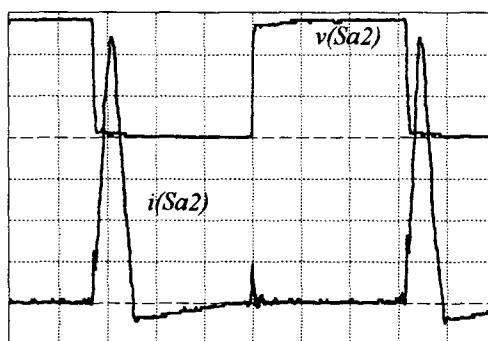


Fig. 6.6. Comutação do tipo "ZCS" para os interruptores auxiliares.  
(100V/div, 1A/div, 2us/div)

### Formas de onda sobre os diodos auxiliares:

A comutação dos diodos auxiliares será tanto dissipativa, quanto maior o tempo de recuperação destes. Esta comutação se encontra representada na figura 6.7.



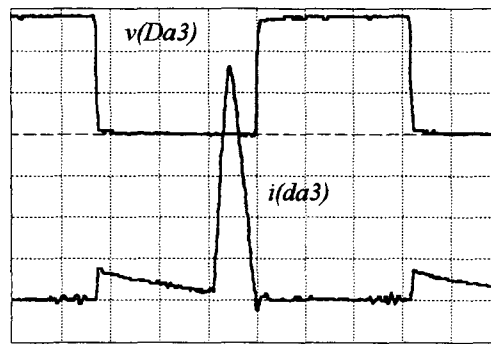


Fig. 6.7. Comutação dos diodos auxiliares do braço direito.  
(100V/div, 0,5A/div, 2us/div)

Para os diodos do braço esquerdo, vide figura 6.8.

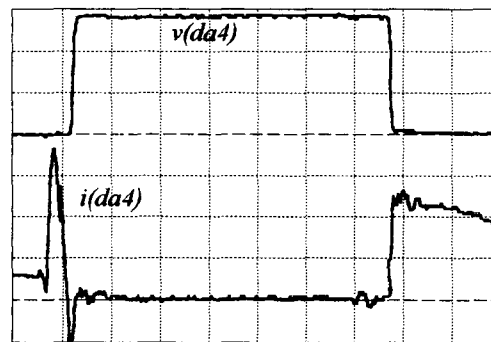


Fig. 6.8. Comutação dos diodos auxiliares do braço esquerdo. (100V/div,  
0,2A/div, 2us/div)

Na figura 6.9 encontra-se o detalhe do bloqueio de um destes diodos, onde pode-se verificar que o tempo de recuperação é responsável pelas perdas de comutação.

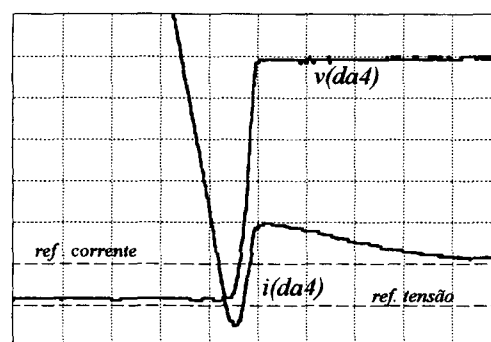


Fig. 6.9. Detalhe do bloqueio dos diodos auxiliares.  
(50V/div, 0,1A/div, 200ns/div)

Como inicialmente discutido no capítulo 4, a corrente no indutor ressonante se inverte devido à recuperação do diodo auxiliar, como pode ser verificado na figura 6.10. A linha tracejada vertical indica o ponto em que as correntes no diodo e no indutor se anulam.

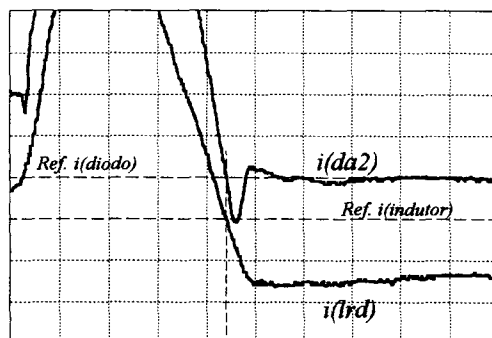


Fig. 6.10. Detalhe da inversão da corrente no indutor ressonante (0,2A/div, 1A/div, 200ns/div)

#### Níveis de corrente nos indutores ressonantes:

Os esforços nas células de comutação são proporcionais às correntes circulantes nos indutores ressonantes. A figura 6.11 ilustra comparativamente os níveis de corrente em ambos indutores de comutação a plena carga.

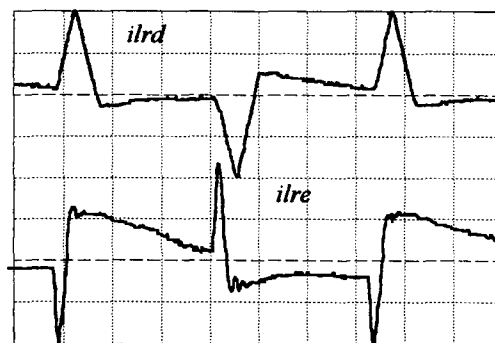


Fig. 6.11. Níveis de corrente nos indutores ressonantes. (5A/div, 1A/div, 2us/div)

#### Intervalos de condução dos circuitos auxiliares :

O intervalo de condução da célula determina o tempo que o autotransformador induz tensão, conforme se pode verificar na figura 6.12, onde são representadas a tensão e corrente no secundário do autotransformador. ( Braço direito )

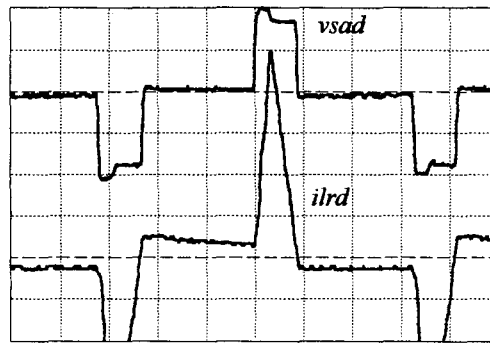


Fig. 6.12. Tensão e corrente no secundário do autotransformador. (50V/div, 2A/div, 2μ/div)

A tensão e corrente no secundário do autotransformador do circuito de comutação adaptado ao braço esquerdo do conversor, operando a vazio são representadas na figura 6.13.

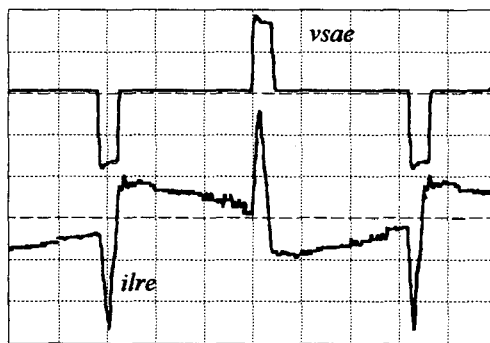


Fig. 6.13. Tensão e corrente no secundário do autotransformador. (50V/div, 2A/div, 2μs/div)

As tensões no primário e secundário do autotransformador da célula adaptada ao braço crítico são mostradas na figura 6.14. Esta aquisição pretende evidenciar as formas de onda pertinentes à operação do autotransformador, de forma a comprovar o estudo teórico.

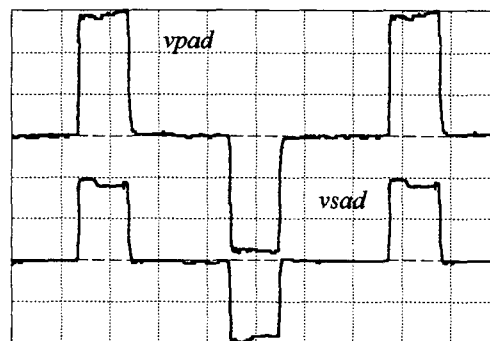


Fig. 6.14. Tensões no primário e secundário do autotransformador. (100V/div, 50V/div, 2μs/div)

### Formas de onda sobre o transformador de potência:

A comutação do braço esquerdo se processa quando o conversor é movido do modo ativo para o passivo, a comutação do outro braço retorna ao estado de transferência de potência. A figura 6.15 mostra a tensão e corrente no primário do transformador de potência, onde se evidencia estas comutações. O pico de corrente adicional se deve ao processo de ressonância entre as indutâncias parasitas e a capacitância do transformador [31].

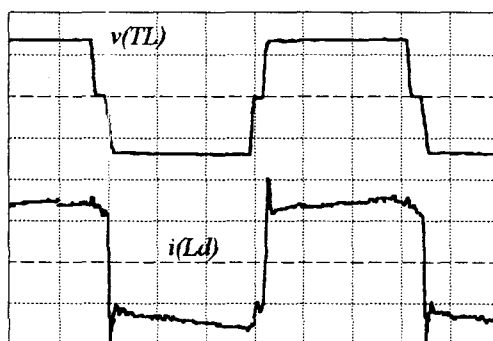


Fig. 6.15. Tensão e corrente no transformador de potência. (200V/div, 5A/div, 2 $\mu$ s/div)

As tensões no primário do transformador de potência e na saída da ponte retificadora são mostradas na figura 6.16, evidenciando a ausência de perda de razão cíclica.

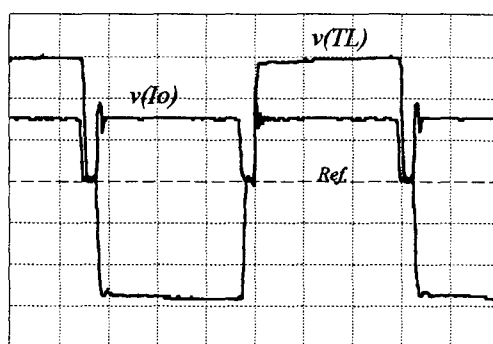


Fig. 6.16. Tensão no primário e retificada. (100V/div, 50V/div, 2 $\mu$ s/div)

Da mesma forma, quando ocorre o grampeamento da corrente de carga pelo circuito retificador, estabelece-se a tensão sobre a carga, como mostra a figura 6.17.

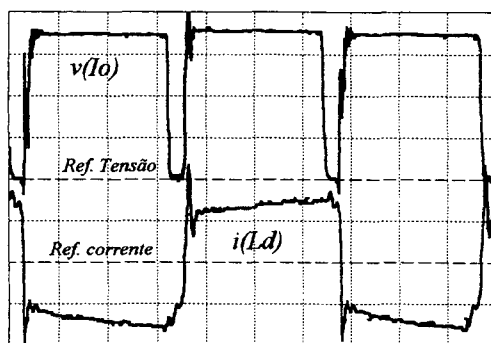


Fig. 6.17. Tensão retificada e corrente no primário do transformador.  
(20V/div, 5A/div, 2us/div)

### Formas de onda sobre os diodos retificadores:

O detalhe da comutação dos diodos retificadores pode ser visto na figura 6.18. Observe-se as oscilações parasitas que geram perdas no bloqueio. Na entrada em condução, quando ocorre o grampeamento de corrente no primário do transformador, a ressonância devido a presença dos elementos parasitas produz um pico de corrente que se transfere para o secundário do transformador e para o diodo. [31].

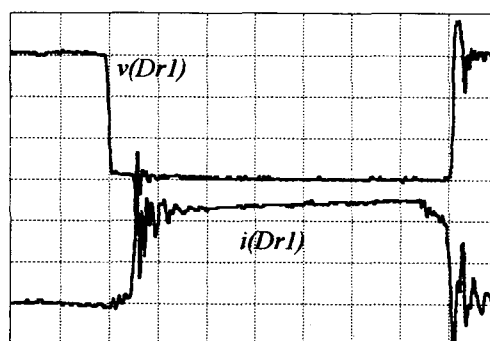


Fig. 6.18. Comutação do diodo retificador. (50V/div, 10A/div, 1us/div)

### Ondulação da corrente de carga:

A ondulação da corrente de carga é um parâmetro importante a ser estimado para efeitos de projeto. A verificação experimental constatou que o "ripple" produzido quando se extrai potência nominal do conversor é bastante satisfatório. A figura 6.19 trata do exposto.

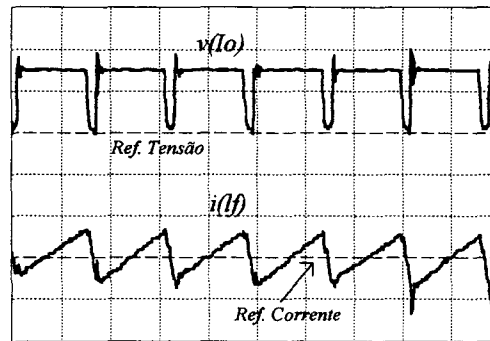


Fig. 6.19. Tensão retificada e "Ripple" da corrente de carga. (50V/div, 2A/div, 5 $\mu$ s/div)

### Transitórios de carga:

Realizou-se estas aquisições com o intuito de se verificar a resposta dinâmica do conversor frente às solicitações de carga. Estes dados serão úteis para projeto da malha de controle, em futuro trabalho. Estas aquisições foram realizadas para metade da potência nominal.

A figura 6.20 ilustra a variação da tensão de saída quando se desliga a carga. É importante ressaltar que o circuito se comporta praticamente como um sistema de primeira ordem. Isto porque o banco de capacitores de saída empregado é de valor muito superior ao calculado, de forma a se atender às restrições de ondulação de carga devido à resistência série equivalente do banco.

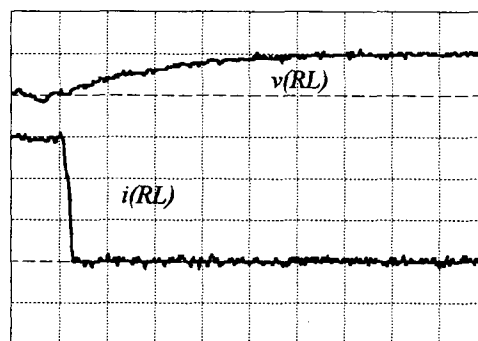


Fig. 6.20. Resposta transitória quando se desliga a carga. (10V/div, 5A/div, 5ms/div)

Quando se solicita o conversor desde a vazio a plena carga subitamente, a resposta dinâmica pode ser verificada na figura 6.21.

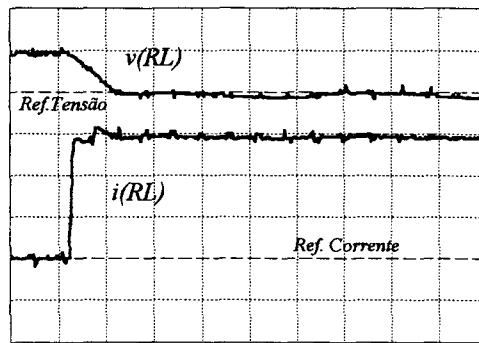


Fig. 6.21. Transitório de carga quando se solicita potência ( 10V/div, 5a/div, 500us/div)

### Fator de potência da unidade retificadora:

O emprego de uma ponte retificadora na entrada deste conversor reduz o fator de potência do mesmo, quando visto a partir da rede comercial que o alimenta. A solução para este tipo de problema consiste no emprego de um estágio adicional entre a fonte primária e o conversor propriamente, que corrige o fator de potência para um valor adequado, condizente com as normas estabelecidas. A figura 6.22 mostra a tensão e corrente na entrada da unidade retificadora.

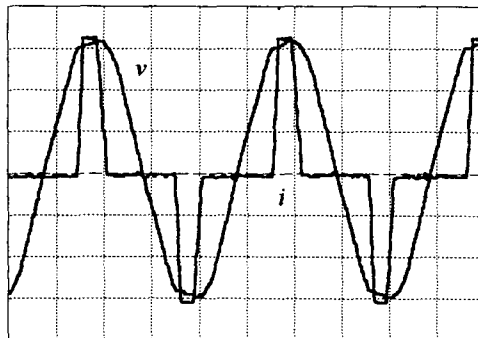


Fig. 6.22. Fator de potência da unidade retificadora. ( 100V/div, 5A/div, 2ms/div)

A evolução da tensão e corrente de partida quando da energização da unidade retificadora pode ser verificada na figura 6.23, comprovando a operação do dispositivo "soft-start". Observe-se que o conversor parte a vazio.

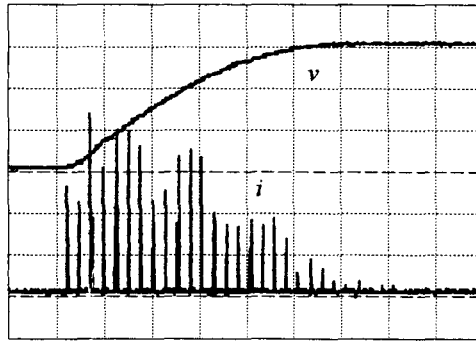


Fig. 6.23. Tensão e corrente no banco de capacitores de entrada. (100V/div, 5A/div, 100ms/div)

### 6.3- Característica de saída do conversor:

A característica estática do conversor é apresentada na figura 6.24 e comprova o estudo realizado com excelente aproximação. A tensão de saída é praticamente independente da corrente de carga o que evidencia a característica de saída em tensão do conversor estudado.

Essa mesma característica é obtida para um conversor do tipo "Forward" a comutação dissipativa, logo o emprego da célula e comutação apresenta a vantagem de produzir comutação suave, sem entretanto alterar o princípio de operação do conversor do ponto de vista de comando e controle.

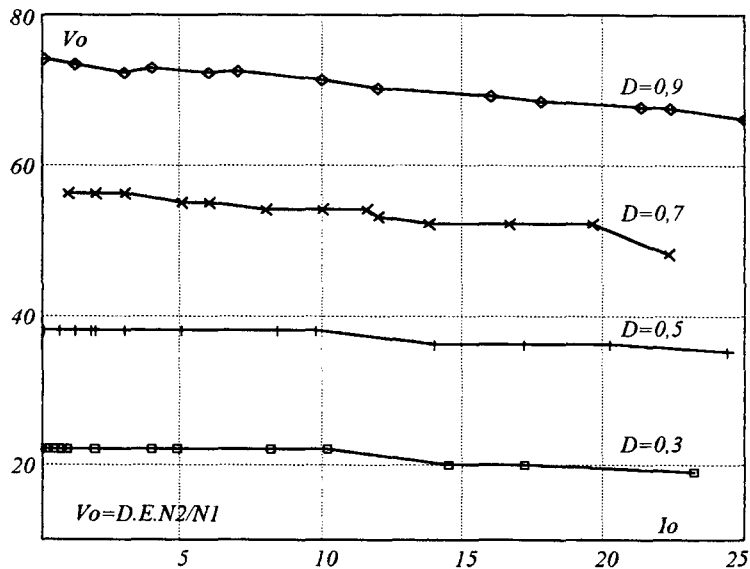


Fig. 6.24. Característica de saída do conversor.



#### 6.4- Característica do ganho estático:

A linearidade entre a variável de controle e a variável controlada é de grande interesse do ponto de vista de Controle. As técnicas convencionais do tipo "PWM" são bastante adequadas para a implementação da malha de realimentação deste conversor. Na figura 6.25 para condições específicas de operação, obtém-se uma relação entre a tensão de saída e a razão cíclica de operação: ( $E=300V$ ,  $I_o=15A$ )

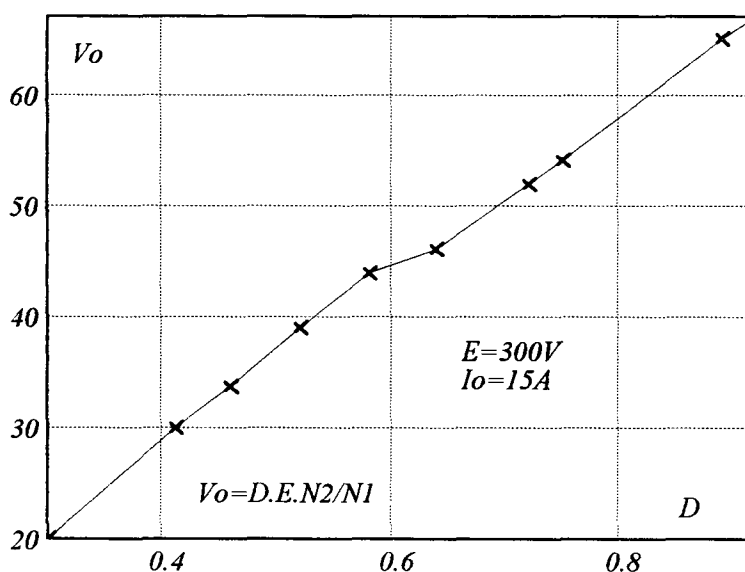


Fig. 6.25. Característica estática de controle.

#### 6.5- Estudo do rendimento:

Os ensaios de eficiência conduziram aos resultados expostos na figura 6.26. Constatou-se a eficácia da célula de comutação, o que justifica o seu emprego. Embora dispositivos mais adequados e materiais magnéticos adaptados às frequências de trabalho elevem os níveis obtidos, os resultados comprovam a viabilidade deste conversor.



Fig. 6.26. Rendimento experimental.

### 6.6-Conclusões:

Neste capítulo procedeu-se ao estudo e comprovação dos princípios envolvidos na concepção do conversor do tipo "Full-Bridge" com o emprego da célula auxiliar de comutação.

Verificou-se praticamente uma coincidência entre o estudo por simulação e os resultados experimentais, o que comprova a necessidade de se realizar este estudo antes de se proceder a qualquer implementação.

A viabilidade deste conversor reside, uma vez que o emprego da célula de comutação necessita de diversos componentes adicionais em relação ao conversor "Hard", em um projeto que empregue dispositivos adequados, tais como materiais magnéticos específicos e interruptores compatíveis com as frequências envolvidas.

Os ensaios realizados conduziram à validação do estudo teórico e metodologia de projeto desenvolvidos nos capítulos 2 e 3.

## CAPÍTULO VII

### CONCLUSÕES GERAIS

Este trabalho teve como objeto de estudo a verificação teórica e experimental das características de operação da célula de comutação ZVS-GEPAE quando aplicada ao conversor FB-PS-PWM, com a finalidade de propiciar comutação suave dos interruptores da referida estrutura. A importância desta aplicação reside na possibilidade de se aumentar a densidade de potência processada.

Os resultados obtidos experimentalmente foram consistentes com a análise teórica dispensada. Assim, constatou-se as devidas comutações dos interruptores empregados, a característica de controle PWM da topologia original a comutação dissipativa foi mantida, os níveis de reativos introduzidos pela operação da célula puderam ser estimados e verificados experimentalmente.

O rendimento verificado revelou-se razoável, podendo o mesmo ser melhorado com a utilização de diodos em anti-paralelo (com os interruptores auxiliares) mais rápidos, a fim de se reduzir os picos de corrente quando da entrada em condução destes dispositivos. Da mesma forma, os níveis de reativos circulantes tendem ser reduzidos com a escolha adequada dos diodos auxiliares. Entretanto, os mesmos são do tipo "ultra-fast", o que abre um precedente para ser justificado com base no atual estágio da Tecnologia.

Com relação aos dispositivos semicondutores empregados, estes podem ser extremamente bem aproveitados, uma vez que podem ser operados próximos aos seus limites de tensão e corrente. Esta afirmação se baseia no fato de que a célula não introduz "stress" adicionais e a metodologia de projeto aplicada determina com precisão os valores nominais referentes às grandezas do circuito.

Deve-se enfatizar que na concepção original da célula, o nível de potência processado pela mesma era considerado mínimo, sendo desprezível em alguns casos. Entretanto, o nível de pré-carga, necessário à realização das comutações dos interruptores associados ao braço direito do conversor,

conduziu a valores nominais de operação relativamente elevados. Tais valores introduzem perdas adicionais de condução.

Não existe uma razão específica em se adotar para a relação de transformação do autotransformador o valor " $a=0,3$ ". Pode-se verificar nos ábacos gerados para projeto que valores maiores que  $0,3$  conduzem a menores esforços nos elementos da célula. Isto porque a parcela predominante dos esforços ocorre quando da desmagnetização da célula; evidentemente, maiores valores para este parâmetro conduzem a uma desmagnetização mais rápida, resultando em menores perdas associadas. Simulações realizadas comprovaram o estudo, embora valores próximos a  $0,5$  não sejam indicados por se tratar de um valor limite para a comutação associada ao braço não crítico.

Em trabalhos anteriores, relativos ao estudo desta célula de comutação, a metodologia de projeto desenvolvida calcula um entreferro aplicado ao autotransformador. Tal procedimento, embora conduza a resultados adequados, não apresenta um razão específica para ser efetuado. Cabe ressaltar que o autotransformador como fonte de tensão reversível, atua como um elemento de transferência de energia, não a armazena propriamente em seu suposto entreferro. É válido lembrar que quanto menor a indutância de magnetização do referido autotransformador maior o nível de corrente magnetizante circulante, que contribui para as perdas de condução.

A metodologia de projeto revelou-se bastante versátil. Esta pode ser aplicada não somente ao conversor estudado neste trabalho, mas também a outras estruturas que apresentem os interruptores dispostos em um mesmo braço sob um barramento e que operem no modo **complementar**. Desta forma, conhecendo-se a tensão de barramento, os capacitores de comutação e as condições de operação da referida estrutura, pode-se projetar a célula de comutação associada ao referido braço lançando-se mão dos ábacos gerados. Evidentemente, o estudo das condições em que a comutação se processará plenamente deverá ser realizado, a fim de se determinar os níveis de pré-carga se necessários. A figura 7.1 ilustra a célula conectada a um braço genérico (a) e aplicada a um inversor trifásico (b).

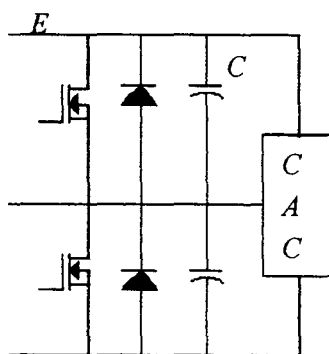


Fig. 7.1(a). Disposição da Célula de Comutação

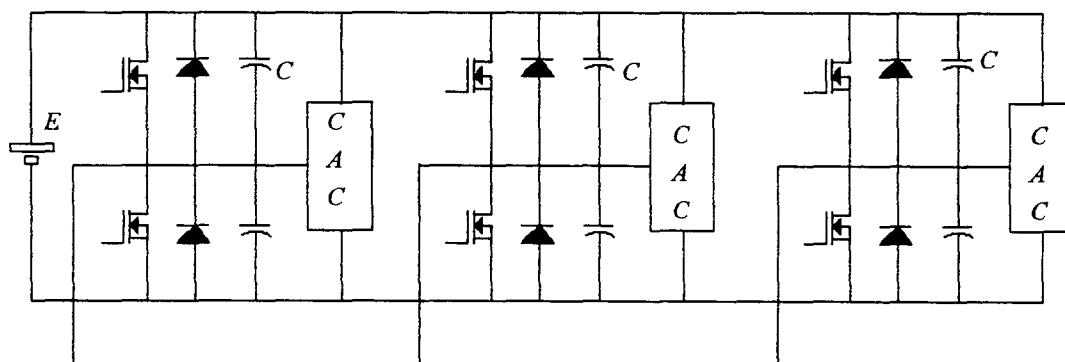


Fig. 7.1(b). Célula de comutação aplicada a um inversor trifásico

Finalmente, sugere-se para futuros trabalhos a implementação de uma malha de realimentação, o que não deve gerar nenhuma dificuldade, pois como anteriormente discutido o circuito equivalente deste conversor pode ser reduzido à topologia "Forward". Pode-se melhorar sensivelmente o rendimento desta estrutura impondo-se um nível de tensão de barramento superior., haja vista que a implementação de um estágio de correção de fator de potência naturalmente conduz à esta escolha.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Barbi, I. "**Projetos de Fontes Chaveadas**". Publicação interna LAMEP/UFSC 1990.
- [2] Martins, D.C., Brilhante, J.A., Seixas, F.M. "**Buck PWM Converter Using a New ZVS Commutation Cell -Design and Experimentation**". COBEP 1993. Uberlândia. pp 93-98.
- [3] Seixas, F.M. "**Análise da Célula de Comutação ZVS-PWM-GEPAE e suas Aplicações em Conversores DC/DC e DC/AC**". Dissertação de Mestrado . LAMEP-UFSC 1993
- [4] Martins, D.C., Seixas, F.M., Brilhante, J.A., Barbi, I. "**A Family of DC to DC PWM Converters Using a new ZVS Commutation Cell**". IEEE PESC 1993 Rec.
- [5] Barbi, I., Martins, D.C. "**A True PWM Zero-Voltage Switching Pole with very Low Additional RMS Current Stress**". IEEE PESC 1991 Rec. pp 261-267.
- [6] Vieira, J.L.F., Barbi, I. "**Concepção, Análise, e Projeto de Sistemas de Alimentação em CC de Alto Desempenho com Altas Frequências e Potências**". Tese de Doutorado em Ciências, LAMEP-UFSC, 1993.
- [7] Gaidzinski, P.R. "**Unidade Retificadora de Alta Performance-1500W-25A para Telecomunicações**". Dissertação de Mestrado LAMEP-UFSC 1993.
- [8] Vieira, J.J.B. "**Conversores Quase-Ressonantes Concepção, Análise e Dimensionamento**". Tese de Doutorado LAMEP-UFSC.
- [9] Henze, C.P., Martin, H.C., Parsley, D. W. "**Zero Voltage Switching in High Frequency Power Converters Using Pulse Width Modulation**". IEEE APEC 1988. pp 33-40.

- [10] Cho, J.G., Sabaté, J.L., Lee, F.C. **"Novel Full-Bridge Zero Voltage Transition PWM DC-DC Converter for High Power Applications"**. IEEE APEC 1994. pp 143-149.
- [11] Hua, G., Leu, C.S., Lee, F.C. **"Novel Zero Voltage Transition PWM Converters"**. IEEE PESC 1992 Rec. pp 55-61.
- [12] Divan, D.M., Skibinski, G. **"Zero Switching Loss Inverters for High Power Applications"**. IEEE IAS 1987. pp 627-634.
- [13] Cho, J.G., Hu, D.Y., Cho, G.H. **"Three Phase Sine Wave Voltage Source Inverter using the Soft-Switched Resonant Poles"**. IEEE IECON 1989 Conf. pp 48-53.
- [14] Divan, D.M., **"The Resonant DC Link Converter- A New Concept in Static Power Conversion"**. IEEE-IAS 1986. pp 267-286.
- [15] Foch, H., Cheron, Y., Metz, M., Meynard, T. **"Commutations Mechanisms and Soft Commutation in Static Converters"**. COBEP 1991. pp 338-346.
- [16] Barbi, I. **"Progress in the Development of High Frequency Non Dissipative Commutation Power Converters Technologies"**. 10 Seminário de Eletrônica de Potência UFSC. 1988. pp 1-13.
- [17] Canesin, C.A, Barbi, I. **"Comparison of Experimental Losses among Six Different Topologies for a 1,6KW Boost Converter, Using IGBT'S "**. Digest PESC 1995.
- [18] Barbi, I., Bollacel, J.C., Martins, D.C., Libano, F.B. **"Buck Quasi-Resonant Converter Operating at Constant Frequency : Analysis, Design and Experimentation"**. IEEE PESC 1989 Rec. pp 873-880.
- [19] Paterson, O.D., Divan, D. **"A Pseudo Resonant Full Bridge DC-DC Converter"**. PESC 1989 Conf. Rec. pp 424- 430.
- [20] Doncker, R.D., Steigerwald, R.L., Divan, D.M. **"Soft Switching in High Power Converters"**. Seminar IEEE-APEC Fifth Annual Conference 1990.
- [21] Doncker, R.W., Lyons, J.P. **"The Auxiliary Resonant Commutated Pole Converter "**. IEEE IAS 1990. pp 1228-1235.

- [22] Cherit, A., Haddad, K.A., ... **"A Rugged Soft Commutated PWM Inverter for AC Drivers"**. IEEE PESC 1990.
- [23] Prado, R.N., **"A New ZVT PWM Converter Family: Analysis, Simulation and Experimental Results"**. IEEE APEC 1994. pp 978-983.
- [24] Hua, G., Lee, F.C. **"A New Class of Zero Voltage Switched PWM Converters"**. HFPC Conf. Proc. 1991. pp 244-251.
- [25] Freitas, J.L., Gabiatti, G., Barbi, I. **"On the Design and Experimentation of a High Performance 25A/48V Rectifier Unit."**. International Telecommunication Energy Conference-1992.
- [26] Unitrode **"Switching Regulated Power Supply Design Seminar Manual"**. 1986.
- [27] Sabaté, J.A., Vlatkovic, V., Ridley, R.D., Lee, F.C., Cho, B.H. **"Design Considerations for High-Voltage High-Power Full-Bridge Zero Voltage Switched PWM Converters"**. IEEE APEC 1990.
- [28] Kim, J.D., Nho, E.C., Cho, G.H. **"A Soft Switching Constant Frequency PWM DC-DC Converter with Low Switch Stress and Wide Linearity"**. IECON 1990. pp 875-881.
- [29] Redl, R., Sokal, N.O., Schaefer, C.W. **"Transformer Saturation and Unusal System Oscilation in Capacitively Coupled Half-Bridg or Full-Bridge Forward Converters: Causes, Analisis and Cures"**. PESC 1988. pp 820-829.
- [30] Mweem, L.H., Wright, C.A., Schlecht M.F. **"A 1KW, 500KHZ Front-End Converter for a Distributed Power Supply System"**. APEC 1989. pp 423-432.
- [31] Advanced Power Tecnology, N-Channel Enhancement Mode High Power Mosfet. USA 1992.
- [32] Motorola. **"Rectifier and Zener Diodes Data"**.Arizona, 1982.
- [33] Icotron. **"Catálogo de Capacitores"**. Gravataí, RS. 1987.
- [34] Thornton. **"Catálogo de Ferrites"**. São Paulo.SP.



## APÊNDICE I

### DESCRIÇÃO DO ARQUIVO DE SIMULAÇÃO

.LIB C:\p Spice\DIODE.LIB\*\*\*\*\*Inclusão das bibliotecas

.LIB C:\PSPICE\DUAL.LIB

.LIB C:\PSPICE\PWRMOS.LIB

.MODEL DIODO D(RS=10M)

M1 1 G1 2 2 IRFp450\*\*\*\*\* Interruptores Mosfet

M2 1 G2 3 3 IRFp450

M3 3 G3 0 0 IRFp450

M4 2 G4 0 0 IRFp450

X1 NC1 2 1 G1 TDUAL\*\*\*\*\*Subcircuito do tiristor dual

X2 NC2 3 1 G2 TDUAL

X3 NC3 0 3 G3 TDUAL

X4 NC4 0 2 G4 TDUAL

VC1 NC1 2 PULSE(-15 15 1U 50N 50N 5U 10U) \*\*Comando dos int. principais

VC2 NC2 3 PULSE(-15 15 6.4U 50N 50N 5U 10U)

VC3 NC3 0 PULSE(-15 15 1.4U 50N 50N 5U 10U)

VC4 NC4 0 PULSE(-15 15 6U 50N 50N 5U 10U)

VC5 G5 6 PULSE(-15 15 1U 50N 50N 2.5U 10U)\*\*Comando dos int. auxiliares

VC6 G6 7 PULSE(-15 15 6U 50N 50N 2.5U 10U)

VC7 G7 0 PULSE(-15 15 1U 50N 50N 2.5U 10U)

VC8 G8 0 PULSE(-15 15 6U 50N 50N 2.5U 10U)

C1 1 2 3.5N IC=0\*\*\*\*\*Capacitores de comutação

C2 1 3 3.5N IC=0

*Apêndice I*

C3 3 0 3.5N IC=300

C4 2 0 3.5N IC=300

.ic v(3)=300 v(2)=300\*\*\*\*\* Condição inicial

\*\*\*\*\*CELULAS DE COMUTAÇÃO\*\*\*\*\*

LE 2 4 10U\*\*\*\*\*Célula esquerda

LEP 6 8 1M

LES 6 4 90U

ME1 1 G5 6 6 IRF220

ME2 6 G8 0 0 IRF220

DE1 8 1 DIODO

DE2 0 8 DIODO

KE LEP LES .999999

LD 3 5 10U \*\*\*\*\*Célula direita

LDP 7 9 1M

LDS 7 5 90U

MD1 1 G6 7 7 IRF220

MD2 7 G7 0 0 IRF220

DD1 9 1 DIODO

DD2 0 9 DIODO

KD LDP LDS .999999

LPARASITA 2 C 2.3U\*\*\*\*\*Indutância de dispersão

VIN 1 0 300\*\*\*\*\*Fonte primária

LP C 3 1M\*\*\*\*\*Transformador de potência

LS1 200 210 62.5u; RELACAO 4/16

LS2 210 220 62.5u

KTR LP LS1 LS2 .999999\*\*\*\*\*Acoplamento

*Apêndice I*

DR1 200 230 mbr360\*\*\*\*\*Diodos retificadores

DR2 220 230 mbr360

LF 230 240 .02m \*\*\*\*\*Filtro de saída

CF 240 210 1U

RL 240 210 2.4\*\*\*\*\*Resistor de carga

RSOL 210 0 100MEG

.OPTIONS RELTOL=.01 ABSTOL=100U VNTOL=100U ITL5=0 ITL4=60

.TRAN 1U 60U 15u 5N \*\*\*\*\*Análise transitória

.PROBE i(le) i(ld) v(1) v(3) v(2) i(lf) i(lparasita) i(dr1) v(6) v(7) id(m1) id(m2)  
+id(me2) id(md1) id(md2) i(rl)

+i(DD1) I(DD2) V(5) I(DE1) I(DE2) I(VIN) i(dr1) i(dr2) v(200) v(210) v(220)  
+v(230) v(240) v(8) v(9)

+id(m3) id(m1) id(m4) i(de1) i(de2) id(ME1) ID(ME2)

\*\*\*\*\*Subcircuito tiristor dual\*\*\*\*\*

\* SUBCIRCUITO TIRISTOR DUAL

.SUBCKT TDUAL 1 2 6 7

```
*
*      ^ ^ ^ ^
*      ||| |
*      ||| |__ gate
*      || |__ Dreno
*      | |__ Source
*      | |__ Sinal
```

DA1 5 6 DIODO

DA2 4 7 DIODO

QA1 2 4 7 TR

QA2 4 3 1 TR

RA1 3 5 330

RA2 1 3 330

RA3 4 2 470

DZ1 2 7 ZENER

.MODEL DIODO D

.MODEL TR PNP(BF=330)

.MODEL ZENER D(Bv=12V)

.ENDS

## APÊNDICE II

### EQUAÇÕES GERAIS DOS ESFORÇOS

$$X = \cos^{-1}\left(\frac{\bar{i}b \cdot \sqrt{1 - 2 \cdot a + \bar{i}b^2} - a \cdot (1 - a)}{(1 - a)^2 + \bar{i}b^2}\right)$$

**Corrente eficaz no indutor ressonante:**

$$\frac{\pi}{fs / fo} \cdot \overline{Iir_{RMS}}^2 = \left( \frac{\bar{i}b^3}{3 \cdot (1 - a)} + \frac{(\bar{i}b \cdot \cos X + (1 - a) \cdot \sin X)^3}{3 \cdot a} + \frac{(\bar{i}b^2 + (1 - a)^2) \cdot X}{2} + \frac{\bar{i}b \cdot (1 - a) \cdot (1 - \cos 2 \cdot X)}{2} + \frac{(\bar{i}b^2 - (1 - a)^2) \cdot \sin 2 \cdot X}{4} \right)$$

**Corrente média por semi-período no indutor ressonante**

$$\frac{\pi}{fs / fo} \cdot \overline{Iir_{méd}} = \frac{\bar{i}b^2}{2 \cdot (1 - a)} + \frac{(\bar{i}b \cdot \cos X + (1 - a) \cdot \sin X)^2}{2 \cdot a} + \bar{i}b \cdot \sin X + (1 - a) \cdot (1 - \cos X)$$

**Corrente de pico no indutor ressonante**

$$\overline{Iir_{pk}} = (1 - a) \cdot \sin\left(\tan^{-1} \frac{1 - a}{\bar{i}b}\right) + \bar{i}b \cdot \cos\left(\tan^{-1} \frac{1 - a}{\bar{i}b}\right)$$

**Duração da etapa ressonante**

$$wo \cdot \Delta tr = \cos^{-1} \frac{\bar{i}b \cdot \sqrt{1 - 2 \cdot a + \bar{i}b^2} - a \cdot (1 - a)}{(1 - a)^2 + \bar{i}b^2}$$

**Intervalo de pré-carga**

$$wo \cdot \Delta tl = \frac{\bar{i}b}{1 - a}$$

**Intervalo de desmagnetização**

$$wo \cdot \Delta td = \bar{i}b \cdot \frac{\cos X}{a} + (1 - a) \cdot \frac{\sin X}{a}$$

**Intervalo de condução total da célula conectada ao braço direito**

$$wo \cdot \Delta tc = wo \cdot (\Delta tl + \Delta tr + \Delta td)$$

